

**T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ  
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elk.Müh. Timur YILDIZ**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELK. – ELEKTRONİK MÜH.**  
**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK**  
**Tez Danışmanı : Yrd.Doç. Dr. Mustafa TURAN**

**Haziran 2009**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ  
MODELLENMESİ VE KONTROLÜ**


**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elk.Müh. Timur YILDIZ**


**Enstitü Anabilim Dalı : ELK - ELEKTRONİK MÜH.**

**Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK**

Bu tez 08 / 06 / 2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oylarlığı ile kabul edilmiştir.

  
Doç.Dr.  
Saadetin AKSOY  
Jüri Başkanı

  
Yrd.Doç.Dr.  
Mustafa PURAN  
Üye

  
Yrd.Doç.Dr.  
Ömer Kadir MORGÜL  
Üye

## **TEŞEKKÜR**

Bu çalıŐmama bilgi, deneyim, gürüŐ ve yardımlarıyla katkıda bulunan hocam Yrd. Doç. Dr. Mustafa TURAN' a, desteğini hiçbir zaman esirgemeyen amirim Y.Müh.Yzb. İ. Emre AFACAN'a, sevgili aileme, anlayıŐ ve desteğinden ötürü eŐime teşekkür eder, çalıŐmamın ilgililere yararlı olmasını dilerim.

# İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	viii
TABLolar LİSTESİ.....	xii
ÖZET.....	xiii
SUMMARY.....	xiv

## BÖLÜM 1.

GİRİŞ.....	1
------------	---

## BÖLÜM 2.

FDAM YAPISI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ.....	4
2.1. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapısı.....	4
2.1.1. Stator yapısı.....	4
2.1.2. Rotor yapısı.....	5
2.1.2.1. Kullanılan mıknatıs türleri.....	5
2.1.2.2. Mıknatısların yerleştirilişi.....	7
2.1.3. Hava aralığı.....	9
2.1.4. Pozisyon sensörleri.....	9
2.1.4.1. Optik algılayıcılar.....	9
2.1.4.2. Relüktans algılayıcıları.....	10
2.1.4.3. Manyetik alan algılayıcıları.....	10
2.1.4.4. Kapasitans algılayıcıları.....	11
2.1.4.5. Zıt EMK algılayıcıları.....	11
2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sınıflandırılması.....	11

2.2.1. Besleme gerilimine göre sınıflandırma.....	12
2.2.1.1. Sinüsoidal zıt EMK gerilimli fırçasız DA motorları...	12
2.2.1.2. Trapezoidal zıt EMK gerilimli fırçasız DA motorları..	12
2.2.2. Rotor yapısına göre sınıflandırma.....	13
2.2.2.1. Dış rotorlu fırçasız DA motorları.....	13
2.2.2.2. İç rotorlu fırçasız DA motorları.....	14
2.2.2.3. Disk tipi fırçasız DA motorları.....	15
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Avantaj ve Dezavantajları.....	15
2.4. Fırçasız DA Motorunun Çalışma Prensibi.....	16
2.4.1. Fırçasız DA motorlarının tahrik sistemleri açısından incelenmesi.....	18
<b>BÖLÜM 3.</b>	
<b>FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR KONTROLÜ.....</b>	<b>24</b>
3.1. Fırçasız DA Motorunun Hız ve Konum Denetim Yöntemleri.....	24
3.2. Eviriciler ve Anahtarlama Yöntemleri.....	26
3.2.1. Üç fazlı eviriciler.....	26
3.2.2. Anahtarlama yöntemleri.....	28
3.2.2.1. Kare dalga anahtarlama yöntemi.....	28
3.2.2.2. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) anahtarlama yöntemi.....	31
3.2.2.3. Harmonik yok edici anahtarlama yöntemi.....	32
3.3. Akım Kontrol Yöntemleri.....	32
3.3.1. Histerezis akım kontrolü.....	33
3.3.2. PWM akım kontrolü.....	34
<b>BÖLÜM 4.</b>	
<b>SİSTEMİN MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU.....</b>	<b>36</b>
4.1. Dış Kontrol Devresinin Modellenmesi.....	36
4.1.1. Referans hız devresinin modellenmesi.....	36
4.1.2. Referans akımın moment bileşeni için PI (oransal integral) devresinin modellenmesi.....	38
4.2. İç Kontrol Devresinin Modellenmesi.....	39

4.2.1. Ters park dönüştürücü devresinin modellenmesi.....	40
4.2.2. Akım kontrol devresinin modellenmesi.....	41
4.3. PWM Evirici Devresinin Modellenmesi.....	42
4.4. Fırçasız DA Motorunun Modellenmesi.....	44
4.4.1. Gerilim denklemlerinin elde edilmesi.....	45
4.4.2. Akım denklemlerinin elde edilmesi.....	46
4.4.3. Zıt EMK denklemlerinin elde edilmesi.....	47
4.4.4. Elektromanyetik moment denkleminin elde edilmesi.....	48
4.4.5. Yük momentinin elde edilmesi.....	49
4.4.6. Rotor pozisyonu.....	51
4.5. Yük Devresinin Modellenmesi.....	54
4.6. Sistemin Modellenmesi.....	55
4.7. Sistemin Simülasyonu.....	57
4.8. Simülasyon Sonuçları.....	59
BÖLÜM 5.	
SONUÇLAR.....	87
5.1. Çalışmanın Değerlendirilmesi.....	87
KAYNAKLAR.....	89
ÖZGEÇMİŞ.....	93

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif akım
Alnico	: Alüminyum nikel kobalt
$B_m$	: Sönüm katsayısı ( $\text{kgm}^2/\text{s}$ )
D	: Diyot
DA	: Doğru akım
d/d	: Devir / dakika olarak hız
$e_a, e_b, e_c$	: Zıt elektromotor kuvvet (Volt)
EMK	: Elektromotor kuvvet (Volt)
FDAM	: Fırçasız doğru akım motoru
$h_b$	: Hisrezis aralığı
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	: Stator faz akımları (Amper)
$i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$	: Stator referans faz akımları (Amper)
$i_{ds}^*$	: Referans akımın mıknatıslanma bileşeni (Amper)
$i_{qs}^*$	: Referans akımın moment bileşeni (Amper)
$I_{base}$	: Maksimum motor akımı (Amper)
j	: Atalet momenti ( $\text{kg/m}^2$ )
$j_m, j_y$	: Motor ve yük atalet momentleri ( $\text{kg/m}^2$ )
$k_l$	: Sürtünme katsayısı
$k_t$	: Motor tork sabiti (Nm/A)
$K_{wi}$	: Hız integral kazancı
$K_{pi}$	: Hız oransal kazancı
$L_a, L_b, L_c, L$	: Stator faz indüktansları (Henry)
$L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}, M$	: Stator faz sargıları arasındaki ortak indüktanslar (Henry)
$M_e$	: Motor elektromanyetik momenti (Nm)
$M_{max}$	: Motorun maksimum elektromanyetik momenti (Nm)
$M_m$	: Elektromanyetik moment ile yük momentinin farkı (Nm)

$M_y$	: Yük momenti (Nm)
$M_c$	: Sabit yük momenti (Nm)
Nd-Fe-B	: Neodmiyum-demir-bor
$n_r$	: Motorun mekanik hızı (d/d)
$n_{rs}$	: Motorun senkron hızı (d/d)
P	: Motor çift kutup sayısı
$P_{elk}$	: Şebekeden çekilen güç (Watt)
PI	: Oransal integral
PWM	: Pulse width modulation (Darbe genişlik modülasyonu)
$Q_r$	: Gerçek rotor pozisyonu (rad)
$Q_r^*$	: Referans rotor pozisyonu (rad)
$R_a, R_b, R_c, R$	: Stator faz dirençleri (Ohm)
ROV	: Remotely operated vehicles (Uzaktan kumandalı araçlar)
S	: Anahtarlama elemanı
SmCo	: Samaryum-kobalt
$T_r$	: Transistör
$V_{da}$	: Evirici doğru akım besleme gerilimi (Volt)
$V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}$	: Kutup gerilimleri (Volt)
$V_{AS}, V_{BS}, V_{CS}$	: Stator faz gerilimleri (Volt)
$V_{AB}, V_{AC}, V_{BC}$	: Hat gerilimleri (Volt)
$w_r$	: Gerçek rotor açısal hızı (rad/s)
$w_r^*$	: Rotor referans açısal hızı (rad/s)
$\lambda_m$	: Rotor sabit manyetik akısı (Weber)



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1.	Fırçasız DA motorlarında kullanılan stator çeşitleri.....	5
Şekil 2.2.	Fırçasız DA motorlarında kalıcı mıknatısların rotora yerleştirilme şekilleri.....	8
Şekil 2.3.	Sinüsoidal yapılı fırçasız DA motorlarında üretilen zıt EMK ve besleme akımı.....	12
Şekil 2.4.	Trapezoidal yapılı fırçasız DA motorlarında üretilen zıt EMK ve besleme akımı.....	13
Şekil 2.5.	Dış rotorlu fırçasız DA motorunun mekanik yapısı.....	14
Şekil 2.6.	İç rotorlu fırçasız DA motorunun mekanik yapısı.....	14
Şekil 2.7.	Disk tipi fırçasız DA motorunun mekanik yapısı.....	15
Şekil 2.8.	Fırçasız DA motorunun basit sürücü devresi.....	17
Şekil 2.9.	Transistörlerin iletim-kesim durumlarına göre stator bileşke manyetik alanının değişimi.....	18
Şekil 2.10.	Redüktörlü geleneksel tahrik sistemi.....	19
Şekil 2.11.	Redüktörsüz modern tahrik sistemi.....	20
Şekil 2.12.	Yüksek güçlü sabit mıknatıslı fırçasız DA motor.....	22
Şekil 3.1.	Fırçasız DA motorunun hız/konum denetimi için genel blok şema.....	25
Şekil 3.2.	Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici devresi.....	27
Şekil 3.3.	180 <sup>0</sup> 'lik gerilim kaynağı eviricisinin karakteristik çıkış sinyalleri.....	29
Şekil 3.4.	120 <sup>0</sup> 'lik gerilim kaynağı eviricisinin karakteristik çıkış sinyalleri.....	30
Şekil 3.5.	Sinüsoidal PWM anahtarlama yöntemi.....	31
Şekil 3.6.	Harmonik yok edici anahtarlama yöntemi.....	32
Şekil 3.7.	Bir faz için histerezis akım kontrolü.....	33

Şekil 3.8.	PWM akım kontrolü.....	34
Şekil 4.1.	Fırçasız DA motorun kontrol yapısı.....	36
Şekil 4.2.	Referans hız devresinin matlab simulink modeli.....	37
Şekil 4.3.	Referans hız sinyali.....	38
Şekil 4.4.	Referans akımın moment bileşeni için PI devresinin matlab simulink modeli.....	39
Şekil 4.5.	Ters park dönüştürücü devresinin matlab simulink modeli.....	40
Şekil 4.6.	Akım kontrol devresinin matlab simulink modeli.....	41
Şekil 4.7.	Üç fazlı PWM eviricinin eşdeğer devresi.....	42
Şekil 4.8.	Üç fazlı PWM eviricinin matlab simulink modeli.....	44
Şekil 4.9.	Üç fazlı yıldız bağlı fırçasız DA motorun eşdeğer devresi.....	45
Şekil 4.10.	Fırçasız DA motorunun matlab simulink modeli.....	53
Şekil 4.11.	Yük devresinin matlab simulink modeli.....	54
Şekil 4.12.	PWM evirici tarafından beslenen fırçasız DA motorunun PI ile hız kontrolü için matlab simulink modeli.....	56
Şekil 4.13.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda referans hız ve gerçek hız sinyalleri.....	64
Şekil 4.13a.	Motorun 1000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	64
Şekil 4.13b.	Motorun 1000 d/d referans hızdan, 2000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	65
Şekil 4.13c.	Motorun 2000 d/d referans hızdan, 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	65
Şekil 4.13d.	Motorun 3000 d/d referans hızdan, ters yönde 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	66
Şekil 4.14.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda stator faz akımı.....	66
Şekil 4.15.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda rotor pozisyonu.....	67
Şekil 4.16.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda stator faz gerilimi.....	67
Şekil 4.17.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda zıt EMK gerilimi.....	68
Şekil 4.18.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda şebekeden çektiği güç.....	68

Şekil 4.19.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda elektromanyetik momenti.....	69
Şekil 4.20.	Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda yük momenti.....	69
Şekil 4.21.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte referans hız ve gerçek hız sinyalleri.....	70
Şekil 4.21a.	3 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	70
Şekil 4.21b.	3 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hızdan, 2000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	71
Şekil 4.21c.	3 Nm'lik yük durumunda motorun 2000 d/d referans hızdan, 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	71
Şekil 4.21d.	3 Nm'lik yük durumunda motorun 3000 d/d referans hızdan, ters yönde 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	72
Şekil 4.22.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte stator faz akımı.....	72
Şekil 4.23.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte rotor pozisyonu.....	73
Şekil 4.24.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte stator faz gerilimi.....	73
Şekil 4.25.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte zıt EMK gerilimi.....	74
Şekil 4.26.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte şebekeden çektiği güç.	74
Şekil 4.27.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte elektromanyetik momenti.....	75
Şekil 4.28.	Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte yük momenti.....	75
Şekil 4.29.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte referans hız ve gerçek hız sinyalleri.....	76
Şekil 4.29a.	6 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	76
Şekil 4.29b.	6 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hızdan, 2000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	77
Şekil 4.29c.	6 Nm'lik yük durumunda motorun 2000 d/d referans hızdan, 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	77
Şekil 4.29d.	6 Nm'lik yük durumunda motorun 3000 d/d referans hızdan, ters yönde 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması.....	78

Şekil 4.30.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte stator faz akımı.....	78
Şekil 4.31.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte rotor pozisyonu.....	79
Şekil 4.32.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte stator faz gerilimi.....	79
Şekil 4.33.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte zıt EMK gerilimi.....	80
Şekil 4.34.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte şebekeden çektiği güç.	80
Şekil 4.35.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte elektromanyetik momenti.....	81
Şekil 4.36.	Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte yük momenti.....	81
Şekil 4.37.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte referans hız ve gerçek hız sinyalleri.....	82
Şekil 4.37a.	3000 d/d senkron hızda hareket eden motorun 6 Nm'lik darbeli yükte yüklenme anı.....	82
Şekil 4.37b.	3000 d/d senkron hızda hareket eden motorun 6 Nm'lik darbeli yük altında toparlanma anı.....	83
Şekil 4.38.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte stator faz akımı.....	83
Şekil 4.39.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte rotor pozisyonu.....	84
Şekil 4.40.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte stator faz gerilimi.....	84
Şekil 4.41.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte zıt EMK gerilimi.....	85
Şekil 4.42.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte şebekeden çektiği güç....	85
Şekil 4.43.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte elektromanyetik momenti.....	86
Şekil 4.44.	Fırçasız DA motorunun darbeli yükte yük momenti.....	86

## TABLULAR LİSTESİ

Tablo 2.1.	Mıknatıs malzemelerin manyetik özellikleri.....	6
Tablo 2.2.	Transistörlerin iletim ve kesim durumları.....	18
Tablo 4.1.	Simülasyonu yapılan fırçasız DA motor parametreleri.....	57
Tablo 4.2.	Sualtı izleme robotu (ROV)'un makine devir kademeleri.....	58

## ÖZET

Anahtar Kelimeler: Fırçasız DA motor, PI denetleme, Hız denetimi.

Fırçasız DA motorları (FDAM), yüksek verim, yüksek kalkınma momenti ve sessiz çalışma gibi özelliklerinden dolayı, çok hızlı tepki ve hassas hareket denetimi gerektiren yüksek performanslı servo uygulamalarda, robotikler, disk sürücüler ve üretim tezgahları gibi endüstriyel otomasyon sistemlerinde gittikçe geniş bir kullanım alanı bulmaktadır. Ayrıca FDAM, mekanik yapısında fırça ve komütatör bulunmaması nedeniyle, bakım istemeden uzun süre çalışma özelliğine sahiptir. Düşük eylemsizlik, yüksek tork/boyut ve güç/boyut oranı nedeniyle FDAM, uzay araçları ve denizaltılar gibi hafiflik ve kullanım alanlarının kısıtlı olması gereken yerlerde, ark yapmadan çalışmasından dolayı da ateşe karşı hassas olan yerlerde kullanılabilme özelliğine sahiptir.

Bu çalışmada, FDAM' ın yapısı, karakteristiği ve çalışma yöntemleri konularına değinilmiş, fırçasız DA motorlarının üç faz dinamik modellemesi yapılmış ve motor kontrolünde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemlerinden PI (Oransal İntegral) kontrol yöntemi kullanılarak bu tip motorların hız kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon için MATLAB / Simulink hazır paket programı tercih edilmiştir. Çünkü, bu program içinde bulunan fonksiyonlar ile hızlı bir modelleme yapılmakta ve sonuçlar daha hassas olmaktadır.

Simülasyon sonuçları fırçasız DA motorların yüksek performanslı uygulamalarda başarılı olarak kullanılabileceğini göstermiştir.

# **MODELLING AND CONTROL OF BRUSHLESS DC MOTORS**

## **SUMMARY**

Key Words: Brushless DC motor, PI control, Speed control.

Brushless DC motors (BDCM) are finding more widespread use due to their high efficiency, high starting torque and noiseless operation characteristics in high performance servo applications which require very fast responses and precise movements, industrial automation systems such as robotics, disk drives and machine tools. Furthermore, brushless DC motors can work long time without require maintenance due to not have brush and commutater in the mechanical structure. Because of low inertia, high torque/volume and power/volume ratio, brushless DC motors can be used in space-vehicles and submarines.

In this study, the fundamental structure, charateristics and driving principles of brushless DC motors have been studied and three phase dynamic model of brushless DC motor has been performed. Later, the simulation of velocity control of brushless DC motor has been made by using PI control method employed extensively to control the motors. MATLAB / Simulink package program was preferred to simulate. Because, the package program offers faster program preparations and gives high accurate results.

The simulation results proved that the brushless DC motors can be used successfully in high performance applications.

## **BÖLÜM 1. GİRİŞ**

Elektronik malzeme ve kontrol teknolojisindeki gelişmeler, elektrik makineleri ile ilgili çalışmalarda yeni tip motorlar planlamaya ve üreticileri de bu tip motorları imal etmeye zorlamıştır. Ayrıca kalıcı mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler, motor tasarımına yeni ufuklar açmıştır. Kalıcı mıknatıslı motorların üretimindeki temel sebep, bu motorların çok verimli, ucuz ve seri üretime uygun oluşudur.

Fırçalı tip elektrik makineleri (AA senkron motor, DA motor) maliyetleri yüksek olmasına rağmen basit ve bağımsız dinamik davranışlara sahiptir. Bu nedenle pek çok endüstriyel uygulamada fırçasız elektrik makinelerinin yerine tercih edilmiştir. Fırçasız tip elektrik makinelerinin çok değişken ve doğrusal olmayan dinamikleri düzenlenerek sabit hız elde edilmesi ile meydana gelen motorlara günümüzde fırçasız DA motorları denilmektedir [1]. Fırçasız DA motoru aslında sürekli mıknatıslı bir senkron motordur. Sürekli mıknatıslı senkron motor DA kaynaktan beslenen bir evirici tarafından sürüldüğünde, meydana gelen makine karakteristiği DA şönt motorun karakteristiğine benzemektedir. Bundan dolayı bu tip motorlar fırçasız DA motor olarak adlandırılmıştır [2, 3].

Endüstriyel uygulamalarda, yüksek verim ve düzgün tork için çoğunlukla DA fırçalı, AA indüksiyon veya senkron motorlardan biri tercih edilir. Klasik DA motorlarının verimi yüksek olup, karakteristikleri servomotor olarak kullanıma uygundur [4]. Ancak bu motorlarda uyarımın fırça ve kolektörlerle sağlanmasından dolayı, rotor kayıpları artmakta, sürekli bakım gerektirmekte ve motorun ömrü azalmaktadır [5]. Ayrıca bu motorlarda komütatör hızı sınırlıdır, gürültülü çalışır, aşınma mevcuttur ve oluşan RFI sinyali çevreyi rahatsız eder. Fırça sistemi ve komütatör için gerekli yer önemli büyüklüktedir. Bu motorlarda tork oluşturan ve sargıları taşıyan rotorun soğutulması da kolay değildir [6].



Klasik DA motorlarının, aşınma ve ısınmadan dolayı sıklıkla arıza oluşturmaları, komütasyon ve fırçalara ihtiyaç duymaları ve sürekli bir şekilde bakım gerektirmeleri nedeniyle endüstriyel uygulamalarda kullanım alanları giderek daralmaktadır. Bu motorların yerini anahtarlamının elektronik olarak gerçekleştirildiği ve bakım gerektirmeyen fırçasız DA motorları almaktadır [7, 8].

Fırçasız DA motorları materyallerin kullanımı ve veriminden başka, kontrol karakteristikleri yani tork-atalet oranı, dinamik frenleme ve hız sahasının önem kazandığı uygulamalarda ön plana çıkmaktadır [9]. Yarıiletken teknolojisinin gelişmesi ile birlikte, DA motorlarında uyartımı sağlayan fırça ve kolektörler yerini sürücü devrelere bırakmıştır. Fırçasız DA motorları aynı kapasitedeki fırçalı DA motorlarına göre birçok üstünlüklere sahiptir. Bunlar; yüksek moment / ağırlık oranı, düşük rotor atalet momenti, küçük boyut, sessiz çalışma, az ısı kaybı, basit yapı ve motorun ömrünün daha uzun olması gibi üstünlüklerdir [10]. Fırçasız DA motorları, bu üstünlüklerinden dolayı yazıcılar, bilgisayar disk sürücüleri, taşıtlarda hava sıcaklık kontrolü, robotik, nümerik kontrollü tezgahlar ve uzay aracı elemanları gibi yüksek performans uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [11-14]. Fırçasız DA motorları bu üstünlüklerinin yanı sıra, doğrusal olmayan karakteristiklerinden dolayı kontrollerinin daha karmaşık olması gibi dezavantajlara da sahiptir.

Bu çalışmada su altı araştırma robotu (ROV) olarak kullanılan bir mini denizaltının tahrik sistemi için öngörülen fırçasız DA motorunun PI (Oransal-İntegral) kontrol yöntemi ile hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Simülasyon gereği yaratılan bir senaryoya göre, aracın istenilen hız değeri değiştirilerek, motorun tepkisi ve performansı incelenmiştir. Simülasyonda dinamik sistemlerin simülasyonu için hazırlanan MATLAB – Simulink paket programı kullanılmıştır. Simulink, blok diyagramlar halinde sistemi modelleme, sistem davranışını simüle etme, sistem performansını değerlendirme, tasarımı iyileştirme imkanı tanınması ve öngörülen sistemin dinamik davranışlarını karşılayan birçok matematiksel fonksiyonu içerdiği için bu tezdeki simülasyon çalışmalarında tercih edilmiştir [15].

Bu tez çalışması 5 bölüm olarak düzenlenmiştir.

Bölüm 1’de, fırçalı ve fırçasız DA motorları hakkında genel bilgiler verilerek, fırçasız DA motoru, klasik DA motoru ile karşılaştırılmış ve bu motora olan üstünlükleri anlatılarak konuya giriş yapılmıştır. Ayrıca tezin amacına değinilerek, çalışmanın içeriği hakkında bilgi verilmiştir.

Bölüm 2’de, fırçasız DA motorunun yapısı, sınıflandırılması, avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır. Ayrıca fırçasız DA motorunun çalışma prensibi ve tahrik sistemleri açısından incelenmesine yer verilmiştir.

Bölüm 3’de, fırçasız DA motor kontrolü incelenerek, bu motorların sürücü devreleri hakkında gerekli bilgiler ile kullanılan anahtarlama ve kontrol yöntemleri üzerinde durulmuştur.

Bölüm 4, fırçasız DA motorlarının matematiksel modellenmesine ayrılmış ve PI (Oransal-İntegral) kontrol yöntemi kullanılarak fırçasız DA motorunun hız kontrolünün simülasyonu yapılmıştır.

Bölüm 5’de, simülasyon sonuçları değerlendirilerek, motor performansı geniş bir şekilde analiz edilmiştir.

## **BÖLÜM 2. FDAM YAPISI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ**

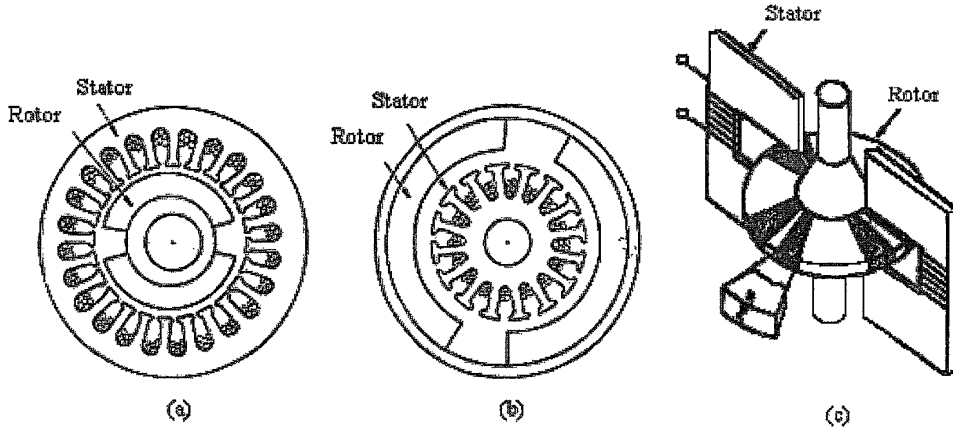
### **2.1. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Yapısı**

Değişik konfigürasyonlarda dizayn edilebilen fırçasız DA motorlar dört ana kısımdan oluşur. Bunlar; faz sargılarının bulunduğu stator, manyetik akının kaynağı olan ve kalıcı mıknatıstan oluşan rotor, stator ile rotor arasında bulunan hava aralığı ve rotorun konumunu belirleyen pozisyon sensörleridir [16].

#### **2.1.1. Stator yapısı**

Fırçasız DA motorunda stator, bir yüzü yalıtılmış çelik saçların preslenmesi ile elde edilmektedir. Stator, motorun duran kısmıdır; nüve ve sargılardan oluşur. Nüve içerisinde stator sargılarının yerleştirilmesi için oluklar açılmıştır. Fırçasız DA motorunda stator oluk sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı sayısına bağlı olarak seçilir. Genellikle cogging momentini minimize etmek için, kesirli bir oluk/kutup oranı tercih edilir [12, 16]. Sargıların statorda yer alması, sargılarda meydana gelen ısının, kolaylıkla dışarı aktarılacak şekilde motorun etkin bir şekilde soğumasını sağlamaktadır. Fırçasız DA motor sargıları, asenkron motorlarda olduğu gibi yıldız veya üçgen bağlanabilir. Şekil 2.1'de Fırçasız DA motorlarında kullanılan stator çeşitleri görülmektedir.

Şekil 2.1(a)'da stator sargıları dış kısma yerleştirilmiştir. Bu yapı yüksek hız ve moment istenen uygulamalarda sıkça kullanılır. Şekil 2.1(b)'de stator sargıları iç kısımdadır. Salınım istemeyen ve sabit hız gerektiren uygulamalarda kullanılır. Şekil 2.1(c)'de ise disk tipi stator görülmektedir. Düşük hız ve düşük güç gerektiren uygulamalarda sıkça kullanılır [16].



Şekil 2.1. Fırçasız DA motorlarında kullanılan stator çeşitleri

- a) Stator sargıları dış kısımda
- b) Stator sargıları iç kısımda
- c) Disk tipi

### 2.1.2. Rotor yapısı

Fırçasız DA motorlarında genellikle bir veya daha fazla mıknatıstan meydana gelen, sürekli mıknatıslı rotorlar kullanılır. Kalıcı mıknatıstan oluşturulan rotor, uyartım akısını sağlar. Rotorda kullanılan mıknatıs sayısı ve şekli çok değişken ve çeşitlidir.

#### 2.1.2.1. Kullanılan mıknatıs türleri

Sabit mıknatıs malzemeler kimyasal kompozisyonlarına göre üç ana grupta toplanabilir. Bunlar seramikler (veya ferritler), Alnico'lar ve nadir toprak mıknatıslarıdır. Ferritler elektriksel ve ısı yalıtkanlar iken diğer bütün mıknatıslar metalik iletkenlerdir. Alnico'lar oldukça yüksek kalıcılık ve düşük gidericiliğe sahiptir. Bu iki parametrenin her ikisi nadir toprak mıknatıslarında daha yüksek değerlerdedir. Seramikler çok ucuz ve bol bulunan ham malzemeleri kullanır. Alnico'lar ve nadir toprak-kobalt (samaryum-kobalt) mıknatısları kobalt kullanırken, seramikler ve nadir toprak ferritleri (neodmiyum-demir-bor mıknatıslar) bunların hiçbirini gerektirmez [17].

Bir mıknatısın kalitesini manyetik akı yoğunluğu ve manyetik alan şiddetinin maksimum enerji çarpımı belirler,  $(BH)_{max}$ . Sabit mıknatısın boyutu, mıknatıs maksimum enerji çarpım noktasında,  $(BH)_{max}$  'da çalıştığı minimumdur.

En iyi yüksek performanslı sabit mıknatıslar 130 ve 190 kJ/m<sup>3</sup> arasında maksimum enerji çarpımları ile nadir toprak-kobalt malzemeleri idi. 1984'de 290 kJ/m<sup>3</sup> maksimum enerji çarpımı ile kobaltsız neodmiyum-demir-bor malzemenin ortaya çıkışı bu durumu değiştirdi [17].

Tablo 2.1'de mıknatıs malzemelerin ana gruplarının manyetik özellikleri ve her birine ait birim enerji başına yaklaşık maliyet görülmektedir.

Tablo 2.1. Mıknatıs malzemelerin manyetik özellikleri [17]

	<b>(BH)<sub>max</sub> (kJ/m<sup>3</sup>)</b>	<b>B<sub>r</sub> (T)</b>	<b>H<sub>c</sub> (kA/m)</b>	<b>Fiyat (\$/J)</b>
Nd-Fe-B	200 – 290	1,20	870	3,5
SmCo <sub>5</sub>	130 – 190	0,97	750	8,5
Sm <sub>2</sub> Co <sub>17</sub>	180 – 240	1,05	660	7,7
Alnico	70 – 85	1,1	130	4
Seramikler	27 – 35	0,4	240	0,5

Nd-Fe-B ve SmCo mıknatısların demanyetizasyon eğrileri arasındaki benzerlikten dolayı çoğu uygulamalarda SmCo yerine, Nd-Fe-B mıknatıslar kullanılır. Bununla beraber SmCo mıknatıslar çalışma süresince yüksek sıcaklıklarda yüksek demanyetizasyon alanlarına maruz kalabildiği uygulamalarda kullanılmasını sürdürmektedir. Bütün sabit mıknatıs malzemelerin içinde seramikler en ucuz manyetik enerjiyi sunarlar. Bununla beraber düşük hacim ve ağırlık gereken çoğu uygulamalarda bu mıknatısların yerine Nd-Fe-B mıknatıslar kullanılır. Nd-Fe-B malzemelerin yüksek enerji çarpımı daha küçük mıknatısların kullanımına izin vermektedir. Bu daha düşük toplam maliyetle sonuçlanacak şekilde demir aksam ve sargı gibi makinenin diğer bileşenlerin boyutunun küçülmesi ile sonuçlanır.

Ne-Fe-B malzemeler şimdiki fiyatlarda Alnico'lardan daha ucuz manyetik enerji sunmaktadırlar ve Alnico'ların motorlarda kullanımını gittikçe azalmaktadır. Bununla beraber bunların düşük indüksiyon sıcaklık katsayıları nedeniyle Alnico mıknatıslar ölçme aygıtlarında kullanılır. Ayrıca Nd-Fe-B mıknatısların bazı türlerinin yükselen sıcaklıklarda hem kalıcı hem de giderici kuvvet için yüksek sıcaklık katsayıları

sergileyerek lehte olmayan davranış gösterdiklerine dikkat edilmelidir. Bu durum Nd-Fe-B mıknatıslar için maksimum çalışma sıcaklığını yaklaşık olarak  $140^{\circ}$  ile sınırlamaktadır [17].

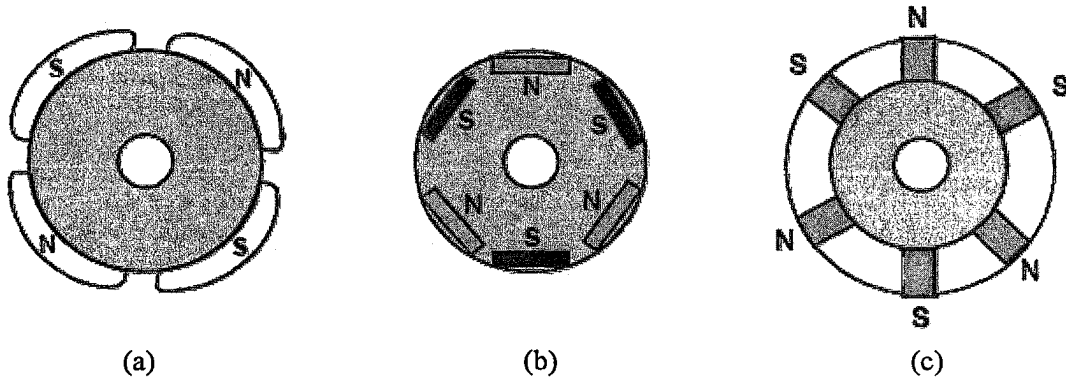
Yukarıdaki bilgiler ışığında özetlenecek olursa;

Alnico yüksek akı yoğunluğu ve seramik mıknatıslar üzerinde daha düşük sıcaklık bağımlılığına sahiptir. Diğer taraftan Alnico mıknatıslar demanyetizasyona daha az dayanımlıdır ve maliyetleri daha yüksektir. Nadir toprak mıknatısları diğerlerinden daha iyi manyetik özellikler sunar fakat genelde Alnico ve seramik mıknatıslardan daha pahalıdır. Uygulama gereksinimleri hangi mıknatıs malzemenin kullanılacağını belirlemektedir. İstenilen manyetik performansla beraber mıknatıs malzemenin seçiminde tasarımcının çalışma sıcaklık aralığı, harici demanyetize alanlar, ağırlık, maliyet ve yer sınırlamalarını da dikkate alması gerekir [17].

Genelde ticari karakteristikli motorlarda seramik veya polimer bağ yapıştırıcılı Nd-Fe-B mıknatıslar kullanılırken, sinterlenmiş nadir toprak mıknatısları yüksek performanslı motorlarda boyut ve ağırlığın sınırlandırıldığı uygulamalar için ayrılmıştır. Alnico'lar motorun çevresel aşırı sıcaklıklar altında çalışması gerektiği bazı uygulamalarda kullanılır [17].

#### **2.1.2.2. Mıknatısların yerleştirilişi**

Fırçasız DA motorlarında kalıcı mıknatıslar rotor üzerine değişik şekillerde yerleştirilebilir [16].



Şekil 2.2. Fırçasız DA motorlarında kalıcı mıknatısların rotora yerleştirilme şekilleri

- Kalıcı mıknatısların rotor milinin yüzeyine yerleştirilmesi
- Kalıcı mıknatısların rotor gövdesinin içine yerleştirilmesi
- Kalıcı mıknatısların rotor oluklarına yerleştirilmesi

Şekil 2.2(a)'da kalıcı mıknatıslar rotor milinin üzerine yerleştirilmiştir. Motor tasarımı açısından bu tip motorların imalatı kolaydır ve mıknatıslar stator kutuplarına daha yakın olduğu için cogging momenti daha küçüktür. Kalıcı mıknatıstan oluşan malzemenin bağıl geçirgenliği 1'e yakın olduğu için, hava aralığına benzer bir davranış gösterir. Bundan dolayı etkin hava aralığı geniştir ve endüktans oldukça düşüktür. Mıknatıslanma akımı düşük olduğundan stator etkileşimi de ihmal edilebilir [18]. Ayrıca rotor çapları küçük, dolayısıyla eylemsizlik katsayısı düşük ve dinamik davranışları iyidir [19]. Ancak yüksek hızlarda yüzeye tutturulmuş kalıcı mıknatısların parçalanma ihtimali vardır.

Şekil 2.2(b)'de kalıcı mıknatıslar rotor gövdesinin içine yerleştirilmiştir. Bu rotor çeşidi ile yüzey mıknatıslılarına göre daha yüksek akı yoğunluğu elde edilebilir ve hava aralığı daha küçük yapılabilir [19, 20]. Ayrıca bu tip rotorlar yüksek hızlı çalışmalar için uygundur.

Şekil 2.2(c)'de kalıcı mıknatıslar rotor oluklarına yerleştirilmiştir. Bu rotor şeklinde, akı yolu oluşturmak amacı ile kalıcı mıknatısın etrafı manyetik olmayan malzeme ile kaplanmıştır.

### 2.1.3. Hava aralığı

Hava aralığı, stator ile rotor arasında bulunan dairesel boşluktur. Hava aralığının motor verimi üzerinde oldukça önemli bir etkisi vardır. Hava aralığının fazla olması kalıcı mıknatısın oluşturduğu manyetik akının etkisinin azalmasına ve buna bağlı olarak motorun ürettiği momentin düşmesine neden olmaktadır.

### 2.1.4. Pozisyon sensörleri

Pozisyon sensörleri, fırçasız DA motorlarında rotor pozisyonunu belirler ve bir komütasyon kod çözücüsüne lojik kodları gönderir. Bu kodun işlenmesinden sonra, sürücü motorun stator sargısına güç veren yariletken anahtarların tetikleme devreleri aktif hale getirilir. Güvenilir pozisyon algılama teknikleri durağan ve hareketli parçalar arasında teması gerektirmez. Pratik temassız algılayıcılar aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir [17].

- Optik algılayıcılar
- Relüktans algılayıcıları
- Manyetik alan algılayıcıları
- Kapasitans algılayıcıları
- Zıt EMK algılayıcıları

Bu algılayıcılardan manyetik alan Hall etkili, relüktans ve optik algılayıcılar daha pratiktir ve fırçasız DA motor dizaynında yaygın olarak kullanılır.

#### 2.1.4.1. Optik algılayıcılar

Optik algılayıcılarda, ışık kaynağı rotor miline tutturulan paternli diske yansıtılır ve fotodiyot ışığın varlığını veya yokluğunu dedekte eder. Hem ışık kaynağı, hem de fotodiyot sabit olarak yerleştirilmiştir. Fotodiyotlarda çıkış sinyali ani olarak yükselme ve düşme eğilimine sahip olduğundan, bu metotta anahtarlama noktaları iyi tanımlanır. Ayrıca çıkış sinyali dc olduğundan bir doğrultma ve filtreleme gerekmez. Optik algılayıcıların en belirgin dezavantajları ise yüksek maliyetleri ve temiz



çevrelerde kullanılma zorunluluğudur. Işık kaynağı aniden bozulmaya müsaittir [17]. Bununla birlikte, fotodiyot sinyali çoğu kez zayıftır ve yükseltme gereksinimi vardır. Fototransistörlerde yükseltme gereksinimi yoktur. Çünkü fototransistörün beyz akımı, transistörün akım kazancıyla yükseltilir. Fototransistörler, fotodiyotlardan çok daha duyarlı olmasına rağmen zayıf frekans tepkimesine sebep olan yüksek birleşme kapasitansına sahiptir. Bu sebeple tepkimesi yavaş ve lineer değildir [21].

#### **2.1.4.2. Relüktans algılayıcıları**

Bu metotta sargıları taşıyan durağan kutuplar arasında dönen, rotor miline monte edilmiş dişli bir manyetik tekerlekten yararlanılır. Yüksek frekanslı AC akı manyetik devre etrafında yönlendirilir ve iki dişli teker ve uygun kutup arasındaki hava aralığı relüktansının bir fonksiyonu olan her kutup sargısında indüklenen sinyalin genliği gözlenir. Hava aralığının relüktansı rotorun pozisyonu ile değiştiğinden indüklenen sinyalin genliğinden rotorun yönünün belirlenmesi mümkündür.

Bu metodun avantajları düşük maliyeti, tasarım basitliği ve her türlü ortamda kullanıma uygunluğudur. En belirgin dezavantajı ise çıkış sinyalinin doğrultulma ve filtrelenme ihtiyacıdır. Ayrıca bu çıkış sinyali aşamalı olarak artmakta olan bir sinyaldir. Doğru anahtarlama noktalarının dedeksiyonunda çoğu kez bir tetikleme devresi gerekir [17].

#### **2.1.4.3. Manyetik alan algılayıcıları**

Bu metotta rotor pozisyonu Hall etkili algılayıcılar ile algılanır. Hall etkili algılayıcılar ile rotor manyetik alanı doğrudan algılanabildiği için yardımcı mıknatlara ihtiyaç olmaz. Stator akımlarının meydana getirdiği manyetik alanın etkisinden korunmaları için algılayıcıların stator sargısından yeteri kadar uzağa yerleştirilmesi gerekir. Bununla birlikte, manyetik alan Hall algılayıcılar radyo frekans etkileşiminden etkilenmezler. Geniş çalışma aralıklarına uygunlukları ve yüksek doğrulukları en belirgin avantajlarıdır [17].

Bunun yanında Hall algılayıcılar, bazı motor dizaynında oluşan armatür reaksiyonunun etkisini azda olsa kompanze eder. Eğer pozisyon algılayıcı, stator ısı şartlarına maruz kalıyorsa, pozisyon algılayıcılarının açılarının yerleşimi biraz geri çekilir. Motorlarda sıcaklık değişimi, yüksek performans uygulamalarında şiddetli olabilir. Dolayısıyla sıcaklık değişimi Hall algılayıcılarının performansını buna bağlı olarak sistemin performansını etkiler. Hall algılayıcıların, statordan uzağa yerleştirilerek ve açısal pozisyona duyarlı olması için de ayrı bir magnet kullanılarak sıcaklık değişiminden etkilenmesi engellenebilir. Ancak bu durumda, Hall algılayıcılar armatür reaksiyon etkisini kompanze edemez [22].

#### **2.1.4.4. Kapasitans algılayıcıları**

Bu metotta rotor miline monte edilmiş bir tekerleğin pozisyonu kapasitans ölçüm probu ile dedekte edilir. Kapasitans algılayıcılarının boyutları küçültülerek, motor çerçevesi içine kolaylıkla dahil edilebilir. Bununla beraber çıkış sinyalinin kullanılabilir bir seviyeye getirilmesi için önemli ölçüde yükseltilmesine gerek vardır [17].

#### **2.1.4.5. Zıt EMK algılayıcıları**

Rotor akısı tarafından stator sargılarında üretilen zıt EMK dalga biçimlerinin gözlenmesi ile rotor pozisyonunun belirlenmesi mümkündür. Bu teknik mekanik adaptasyon ile ilişkili işçilik maliyetini ve motorun içindeki pozisyon algılayıcılarının bakımını ortadan kaldırır ve böylece güvenilirliği artırır. Ancak, sargılarda anahtarlama aksiyonundan dolayı sinyallerde meydana gelen gürültü seviyesi, doğru pozisyon dedeksiyonunu zorlaştırabilir. Bununla birlikte, zıt EMK değerleri çok küçük olduğundan çok düşük hızlarda rotor pozisyonu belirlenemez [17].

## **2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sınıflandırılması**

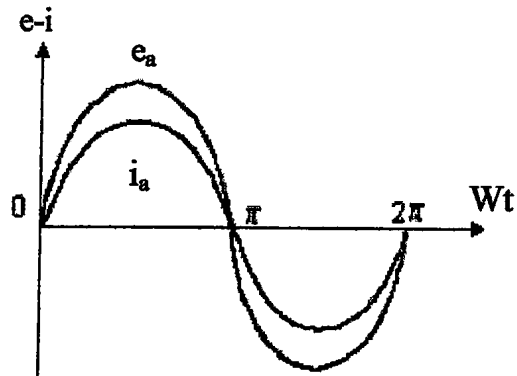
Fırçasız DA motorları, besleme gerilimlerine ve sabit mıknatısların rotordaki konumlarına göre iki şekilde sınıflandırılırlar.

### 2.2.1. Besleme gerilimine göre sınıflandırma

Fırçasız DA motorları, motorun ürettiği zıt EMK'ya göre genel olarak iki sınıfa ayrılırlar. Bunlar; sinüsoidal zıt EMK gerilimli fırçasız DA motorları ve trapezoidal zıt EMK gerilimli fırçasız DA motorlarıdır.

#### 2.2.1.1. Sinüsoidal zıt EMK gerilimli fırçasız DA motorları

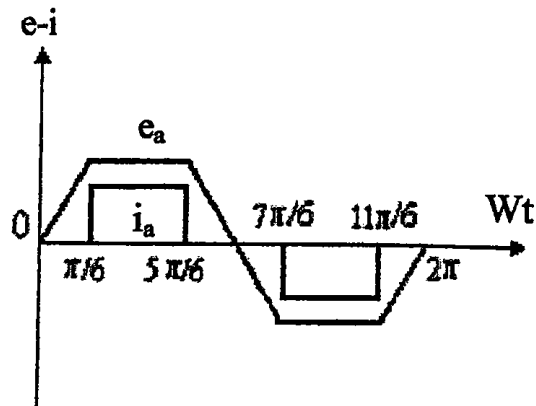
Bu tip fırçasız DA motorları, Şekil 2.3'de gösterildiği gibi sinüsoidal dalga şekline sahip zıt EMK üretirler. Bu nedenle sinüsoidal besleme akımına ihtiyaç duyarlar. Üretilen zıt EMK'nın sinüsoidal yapılması için stator sargısı akılarının hava aralığında sinüsoidal olarak dağıtılması veya rotor tarafından üretilen manyetik akının sinüsoidal olması gerekir. Sinüsoidal yapıdaki fırçasız DA motorlarında üretilen moment sınımları oldukça düşüktür [5, 19, 23].



Şekil 2.3. Sinüsoidal yapıdaki fırçasız DA motorlarında üretilen zıt EMK ve besleme akımı

#### 2.2.1.2. Trapezoidal zıt EMK gerilimli fırçasız DA motorları

Bu tip fırçasız DA motorları da, Şekil 2.4'de gösterildiği gibi trapezoidal dalga şekline sahip zıt EMK üretirler. Bu nedenle stator devresinde kare dalga besleme akımına ihtiyaç duyarlar. Bu motorların denetimi için çözünürlüğü düşük bir konum algılayıcısı ve eviricinin doğru akım değerinin ölçülmesi yeterlidir. Trapezoidal yapıdaki fırçasız DA motorlarında üretilen moment, sinüsoidal yapılara göre daha sınımlıdır [5, 19, 23].



Şekil 2.4. Trapezoidal yapılı fırçasız DA motorlarında üretilen zıt EMK ve besleme akımı

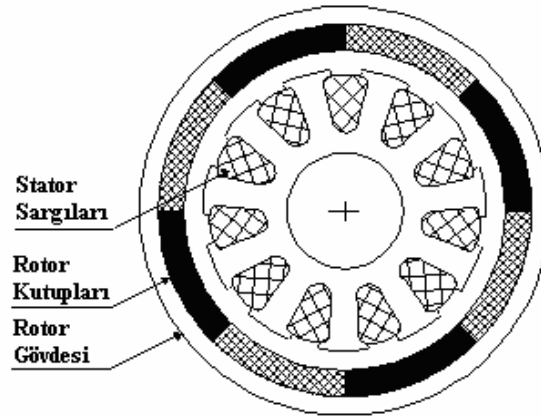
## 2.2.2. Rotor yapısına göre sınıflandırma

Fırçasız DA motorları rotor yapısına göre üç sınıfa ayrılırlar. Bunlar; dış rotorlu fırçasız DA motorları, iç rotorlu fırçasız DA motorları ve disk tipi fırçasız DA motorlarıdır.

### 2.2.2.1. Dış rotorlu fırçasız DA motorları

Dış rotorlu fırçasız DA motorlarında, mıknatıslar stator sargısının dışında bulunan rotor yuvarlağının içine yerleştirilir. Bu durum döner kısmın kütesini artırarak, atalet momentinin yüksek olmasını sağlar. Bu yapıyı salınım istenmeyen ve sabit hız gerektiren disket sürücülerinde ve CD çevirme motorlarında görmek mümkündür.

Bu tip motorlarda, mıknatıslar rotor yuvası içerisine yapıştırılarak kolayca tutturulabilir. Bu da üretim tekniği açısından avantaj sağlar. Ancak yüksek kütle sebebiyle denge sorunu çıkabilir. Rotordaki küçük çapsal dengesizlikler, anma hızlarında bile, büyük olan eylemsizliğin etkisi ile titreşimlere neden olur. Bu yapıdaki motorlar, yüksek eylemsizliklerinden dolayı ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özelliğine sahiptir. Bu yüzden fan ve çamaşır makinesi uygulamalarında geniş kullanım alanı bulmuştur [24, 25].

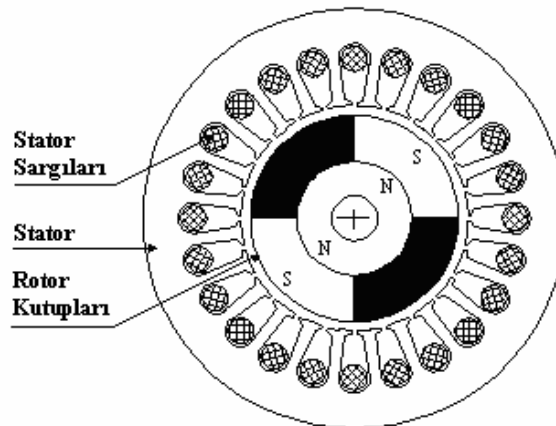


Şekil 2.5. Dış rotorlu fırçasız DA motorunun mekanik yapısı

### 2.2.2.2. İç rotorlu fırçasız DA motorları

İç rotorlu yapı en yaygın kullanılan tiptir. Bu yapıda sargıları taşıyan stator dış tarafta bulunurken, sabit mıknatıslı rotor iç kısımdadır. Yüksek hız, yüksek güç ve yüksek moment gerektiren uygulamalarda tercih edilmektedir. Ancak yüksek hızlarda mıknatısları ekstra bağlantı elemanları ve bilezikler ile rotora sabitlemek maliyeti olumsuz etkiler. Bir diğer olumsuz yanı ise, her ne kadar iç rotorlu yapıda statorun soğuması daha kolay olsa da, stator sargılarının seri üretimde sarılması ve işlenmesi dış rotorlu tiplere göre zor olmaktadır ve bu da maliyeti artırmaktadır.

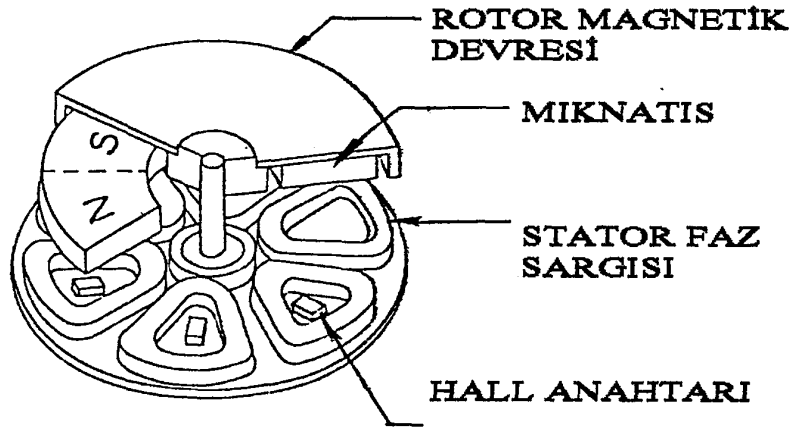
İç rotorlu fırçasız DA motorları, endüstride servo motor ve kompresör uygulamalarında, özellikle CNC tezgahlarında yüksek performanslı ana motor olarak kullanılırlar [24, 26].



Şekil 2.6. İç rotorlu fırçasız DA motorunun mekanik yapısı

### 2.2.2.3. Disk tipi fırçasız DA motorları

Disk tipi fırçasız DA motorlarında, bir yüzeyine mıknatıslar yerleştirilmiş çelikten yapılmış disk rotora sabittir. Çok sayıda mıknatıs rotor üzerine yapıştırılmış durumda olduğundan, rotor büyük bir çap kazanır. Böylece, salınımı çok düşük moment üretilebilmektedir. Çelik yüzeye monte edilen mıknatıs parçalarının, artan rotor hızıyla fırlama riski bulunduğundan bu motorlar düşük hızlarda çalıştırılırlar. Ayrıca 1000 d/d'nın üzerindeki uygulamalarda stator ve rotor disk çeliğinde ısı problemleri çıkabilmektedir. Bunu gidermek motora yüksek hızlarda ek bir maliyet getirir. Bu nedenle, düşük hız ve düşük güç uygulamaları için üretilen bu motor tipine, kompakt disk, floppy disk ve videolarda sıkça rastlanır [24].



Şekil 2.7. Disk tipi fırçasız DA motorunun mekanik yapısı

### 2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Avantaj ve Dezavantajları

Fırçasız DA motorları, aynı güçteki fırçalı tip DA motorları ile karşılaştırıldığında birçok üstünlüklere sahiptir. Bu üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralayabiliriz [4, 17, 27, 28].

- Fırçalı DA motorlarında komütasyon fırça ve kolektörler ile sağlanırken, fırçasız DA motorlarında fırça-kollektör sisteminin yerini konum algılayıcılar ve sürme devreleri almıştır. Ayrıca sabit mıknatıslı rotorların kullanımı rotor bakır kayıplarının uzaklaştırılmasına ve ısıl karakteristiklerde önemli iyileşmelere

öncülük eder. Fırça-kollektör ve rotordan kaynaklanan kayıplar olmadığı için de motorun verimi oldukça yüksektir.

- Fırça-kollektör sistemi olmadığı için çalışırken ark oluşturmazlar. Bu nedenle yangın tehlikesi bulunan yerlerde rahatlıkla kullanılabilirler. Ayrıca hız sınırı mekanik dayanımı zorlamayacak şekilde çok yüksek değerlere kolaylıkla çıkarılabilir.
- Fırça sisteminin olmayışı, fiziksel boyutların küçülmesini ve ağırlığın azalmasını sağlamıştır. Kazanılan bu özelliklerle motorun atalet momenti azaltılmış olur. Bu nedenle fırçasız DA motorları yüksek moment / kütle ve düşük atalet momentine sahiptirler. Aynı zamanda fırçaların olmaması radyo frekans etkileşiminin bazı tiplerini de ortadan kaldırır.
- Fırçasız DA motorlarında stator ve rotorun yer değiştirmesi ile çalışma esnasında oluşacak ısı kolaylıkla dış ortama atılır.
- Rotor parametreleri olmadığı için hız kontrolleri kolay ve düzgündür.

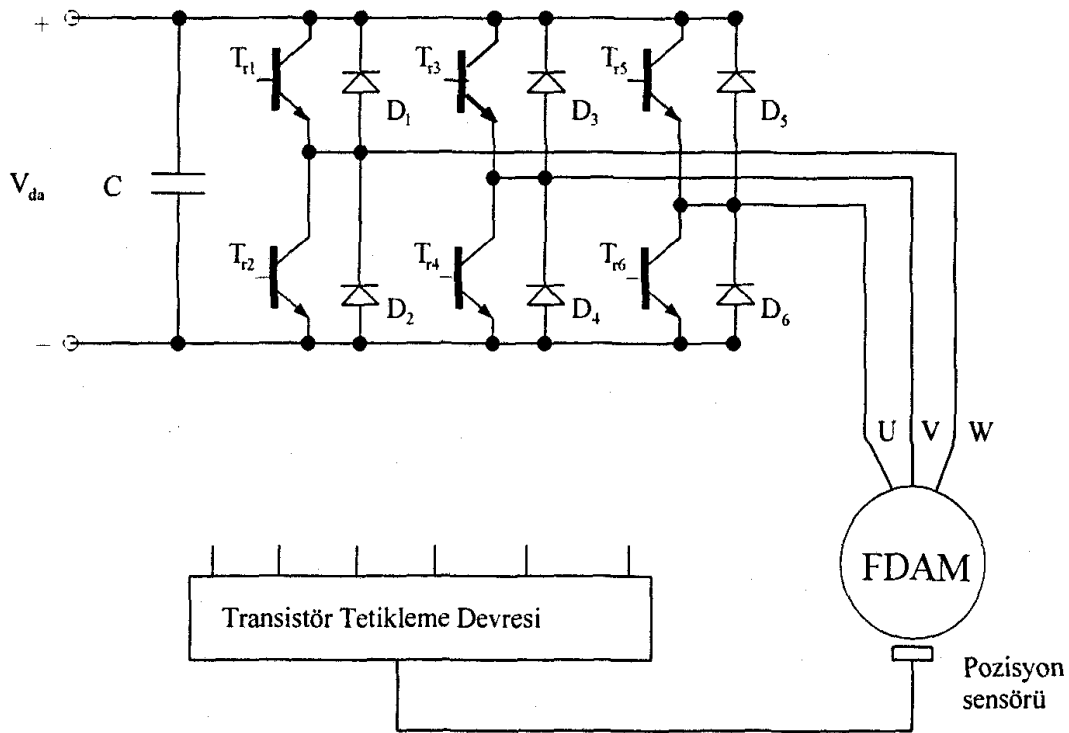
Fırçasız DA motorları yukarıda özetlenen üstünlüklerinin yanında aşağıda bahsedilen bazı dezavantajlara da sahiptir;

- Fırçasız DA motorlarında komütasyon, konum algılayıcılar yardımı ile sürülen eviricilerden sağlanır. Eviricilerin iyi anahtarlanamaması harmonik moment bileşenlerinin artmasına sebep olur. Bu istenmeyen bir durumdur.
- Uygun olmayan konum bilgisi ile çalıştırılan fırçasız DA motorlarında hız kontrolsüz olarak yüksek devirlere çıkabilir. Hız / konum bilgisinin önemli olması nedeniyle fırçasız DA motorları, motor miline bağlı bir hız / konum algılayıcısı ile birlikte üretilir. Kullanılan bu algılayıcılar motora ilave fiziksel boyut kazandırmış olur. Bu algılayıcılar, fiziksel boyut gibi sakıncalarının yanında, motora ek maliyet getirirken, mekanik güvenilirliği de azaltırlar.

#### **2.4. Fırçasız DA Motorunun Çalışma Prensibi**

Bir evirici tarafından sürülen fırçasız DA motorlarında, güç yarı iletkenlerinin sırası ile tetiklenmesi sonucu sargılara akım verilir. Sargılara uygulanan akımın meydana getirdiği manyetik alanın, sabit mıknatıslı rotoru etkilemesi sonucu motorun dönüşü

için gerekli moment üretilir. Fırçasız DA motorlarında konum bilgileri, pozisyon sensörleri tarafından transistör tetikleme devresine gönderilir. Transistör tetikleme devresi konum bilgilerine göre güç yarı iletkenlerini sırası ile tetikler. Denetleyici tarafından kontrol edilen güç anahtarları, kullanılacak motorun akım ve gerilim değerlerine göre MOSFET, IGBT veya başka bir transistör olabilir. Şekil 2.8'de fırçasız DA motorunun basit sürücü devresi görülmektedir [11].



Şekil 2.8. Fırçasız DA motorunun basit sürücü devresi

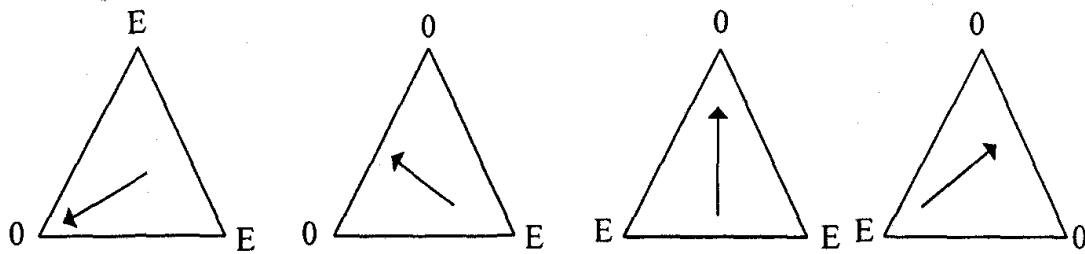
Şekildeki evirici devresinde,  $T_{r1}$ ,  $T_{r4}$  ve  $T_{r5}$  transistörlerinin iletimde olduğunu kabul edersek, U-V ve W-V yönünde motor sargılarından akım geçecektir. Geçen bu akım, stator sargılarında bir manyetik alan meydana getirir. Stator sargılarında meydana gelen bu bileşke manyetik alanın, rotor manyetik alanına  $90^0$ 'lik açıyla nüfuz etmesi sonucunda, rotor saat yönünde bir moment oluşturur. Bu momentin etkisiyle rotor saat yönünde  $30^0$  döner. Rotorun hareketi ile yeni konum bilgisi, pozisyon sensörleri tarafından algılanarak sürücü devresine iletilir.  $T_{r5}$  transistörü kesime giderken,  $T_{r6}$  transistörü iletime geçer. Böylece stator bileşke manyetik alanı saat yönünde  $60^0$ 'lik bir açıyla dönmüş olur. Rotor manyetik alanı, stator bileşke manyetik alanını izleme eğiliminde olduğu için, rotor da saat yönünde  $60^0$  döner. Rotorun yeni konum bilgisi



tekrar pozisyon sensörleri ile sürücü devresine aktarılır. Bu kez  $T_{r4}$  transistörü kesime götürülürken,  $T_{r5}$  transistörü iletme geçmiş olur. Transistörlerin bu şekilde iletme ve kesime götürülmesi ile motorun sürekli devri sağlanmış olur. Transistörlerin iletim ve kesim durumları Tablo 2.2’de, transistörlerin iletim ve kesim durumlarına göre stator bileşke manyetik alanının yönü ise Şekil 2.9’da gösterilmiştir [4].

Tablo 2.2. Transistörlerin iletim ve kesim durumları [29]

Transistör/Sıralama	1	2	3	4	5	6
$T_{r1}$	1	1	1	0	0	0
$T_{r2}$	0	0	0	1	1	1
$T_{r3}$	0	0	1	1	1	0
$T_{r4}$	1	1	0	0	0	1
$T_{r5}$	1	0	0	0	1	1
$T_{r6}$	0	1	1	1	0	0

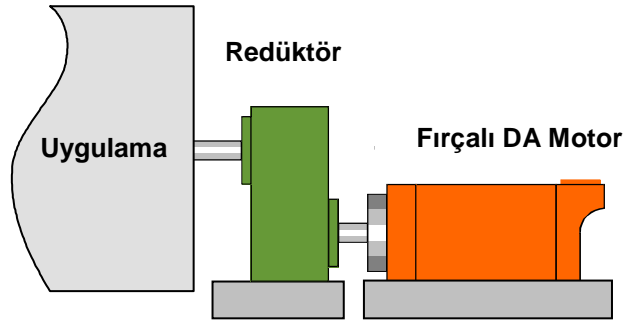


Şekil 2.9. Transistörlerin iletim-kesim durumlarına göre stator bileşke manyetik alanının değişimi

#### 2.4.1. Fırçasız DA motorlarının tahrik sistemleri açısından incelenmesi

Asenkron motorlar, endüstrinin hemen her alanında sıkça kullanılmaktadır. Genellikle 4 ile 8 kutuplu olan bu motorların nominal hızları 50 Hz’de 1500 – 750 devir arasındadır ve motorlar nominal momentlerini bu devirlerde verirler. Endüstri tesislerinde birçok uygulamada, prosesin gerektirdiği düşük hız / yüksek moment ihtiyacı, bu motorların çıkışında bir redüktör kullanılması ile sağlanır (Şekil 2.10). Sonuçta istenen yaklaşık 200 ile 800 rpm hız değeri redüktör çıkışında sağlanırken,

moment değeri de bu oranda artırılmış olur. Bu, geleneksel ve en yaygın uygulama şeklidir. Ancak motor ve hız kontrol teknolojisinin son yıllarda geçirdiği gelişmelerle birlikte, günümüzde alternatif konfigürasyonlar oluşturmak mümkün hale gelmiştir. Bu yeni teknoloji, endüstride motor kullanım şeklini tamamen değiştirebilecek bir temele sahiptir.

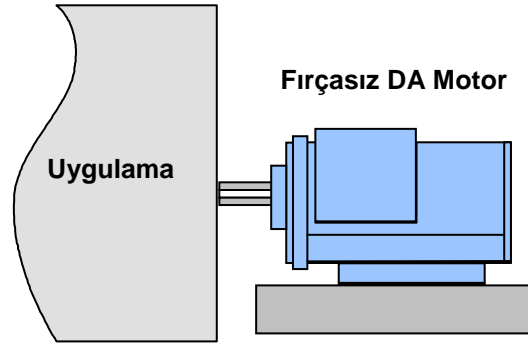


Şekil 2.10. Redüktörlü geleneksel tahrik sistemi

Bilindiği gibi senkron motorlar, asenkron motorlara göre çok daha karmaşık bir yapıda olduklarından, endüstride yaygın olarak kullanılmazlar. Sabit mıknatıslı fırçasız DA motorların ise teknik üstünlüğü, bu karmaşık yapıyı basite indirgemiş olmasıdır. Karmaşık rotor sargı düzeneğinin, fırça ve uyarma sisteminin yerini güçlü mıknatıslar almıştır ve ihtiyaç olan güçlü akıyı bu mıknatıslar yaratır. Bu yapıyla sabit mıknatıslı fırçasız DA motorlar, senkron motorların üstün performans özelliklerini, asenkron motorların basitlik ve kullanışlılığıyla birleştirmiştir. Dış görünüş, motor gövdesi ve stator sargıları itibariyle standart bir asenkron motordan çok farklı olmayan bu motorların asıl farkı rotor sargılarındanadır. Rotor yüzeyine entegre edilmiş mıknatıslar, statorun oluşturduğu döner alana tutunur ve rotorun döner alanla aynı senkron hızla dönmesini sağlar.

Fırçasız DA motorları bu üstünlükleri sayesinde gemi sektörü uygulamalarında kullanılan pervane-motor entegre sistemlerde ve özel rüzgar türbin uygulamalarında kullanılabilir. Bu motorlar, endüstrideki düşük hızlı uygulamalarda kullanılmak için tasarlanmış, yüksek kutup sayılarıyla düşük nominal hız / yüksek nominal moment değerleri verebilmektedir. Standart asenkron AA motorlar ise nominal hızlarında kullanılmak için tasarlandıklarından, düşük hızlı uygulamalarda

verimleri düşer. Ayrıca düşük hızlarda istenen momenti sürekli karşılayamayabilirler. Yükün ihtiyaç duyduğu momenti istenen düşük devirde karşılayabilecek asenkron motorlar ise büyük gövdeli, ağır ve çok pahalıdır. Normalde bu sorun, motorla yük arasında kullanılan bir redüktör ile çözülür. Modern tahrik sistemlerinde elektrik motorunu direk yüke akuple ederek redüktörsüz bir uygulama gerçekleştirmek mümkündür (Şekil 2.11).



Şekil 2.11. Redüktörsüz modern tahrik sistemi

Redüktörün olmadığı bir uygulamada, düşen kurulum maliyetlerinin yanında, toplam sistem verimi de yükseleceğinden işletme maliyeti, ayrıca bakım masrafları ve kayıp zamandan dolayı ortaya çıkan maliyetler de ortadan kalkacaktır. Sabit mıknatıslı fırçasız DA motorlar, düşük nominal çıkış hızında, yüksek momenti direk olarak tahrik edilen makineye verilebilmektedir. Ayrıca bu motorlar düşük hızda çalışan asenkron motorlarla kıyaslandığında, yüksek kutup sayılarıyla daha yüksek moment sunabilmektedir.

Sabit mıknatıslı fırçasız DA motorlar, hava veya su soğutmalı olarak üretilebilirler. Soğutma fanı, motor hızından bağımsız çalışır ve her hızda düzgün ve sürekli soğutma sağlar. Böylece motor yüksek performans ve uzun ömründen ödün vermeden sürekli çalışabilir [30].

Fırçasız DA motorları, düşük hız / yüksek moment ihtiyacı olan her uygulamada yüke direk akuple olarak kullanılabilir. Motorların mıknatıslanması rotordaki sabit mıknatıslarla sağlanır. Dolayısıyla stator sargısına sadece torku yaratan akımın

verilmesi yeterli olur. Bu tip motorların rotorundan akım geçmez, bu da rotordaki ısı kaybından kaynaklanan kayıpların önüne geçer. Ayrıca sistemdeki diğer mekanik ekipmanların elimine edilmesinin de etkisiyle, bu tip bir tahrik sisteminin verimi, düşük hızlı uygulamalarda diğer tahrik sistemlerine göre yaklaşık %2 ile %3 daha yüksektir. Bu tip bir sistem kendini kısa zamanda amorti edecektir. Ayrıca birçok uygulamada, redüktör kullanımını ortadan kalkacaktır. Böylece redüktör yağlama sistemi de kullanılmadığından, ek bir tasarruf sağlanmış olacaktır.

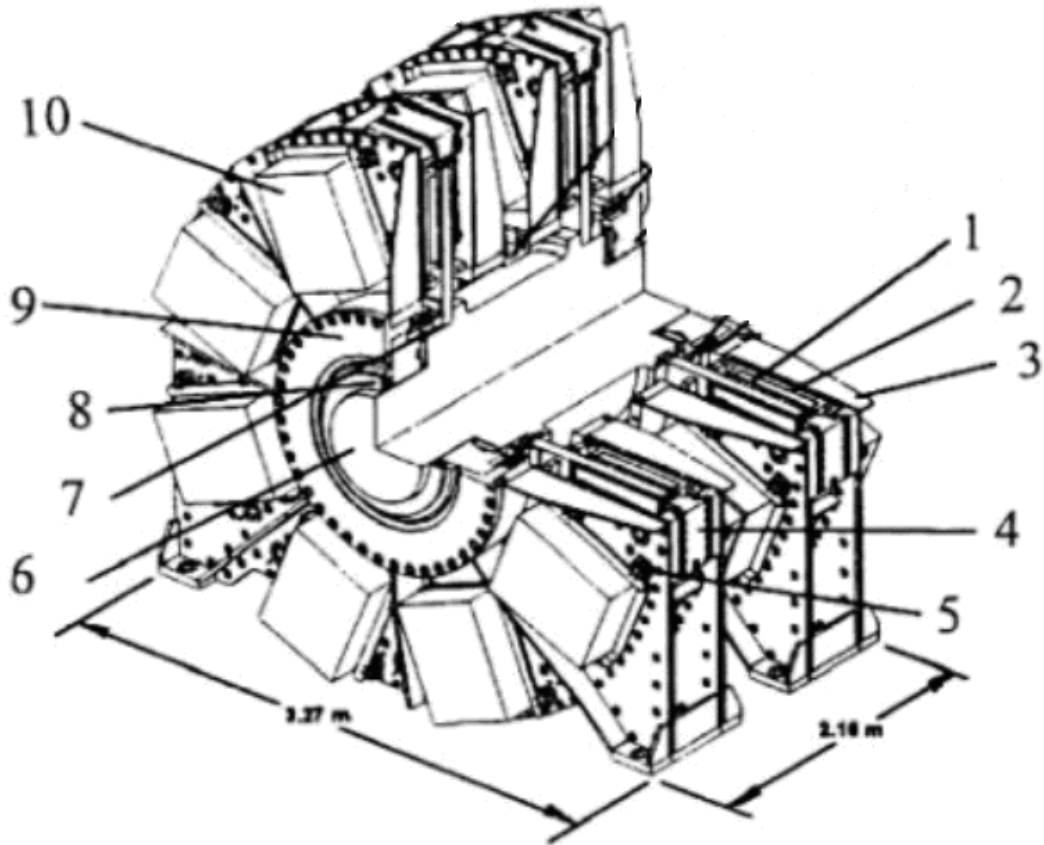
Güç elektroniğinde son on yıldır yaşanan gelişmeler, her sektörde olduğu gibi gemi inşa sektöründe de yeni uygulamalar geliştirilmesine olanak sağlamıştır. Frekans konvertörlü hız kontrol sistemleri, sağladığı avantajlarla birçok geleneksel yöntemin yerini alabilmektedir.

Gemilerde dizel-elektrik tahrik sistemleri, konvansiyonel doğrudan dizel tahrikli sistemlere göre enerji tasarrufu anlamında büyük kazanımlar vaat etmektedir. Geleneksel sistemlerde, gemi üzerindeki dizel makineler hareket enerjisini oluştururken, bu hareket de bir şaft ile doğrudan pervaneye iletilmektedir. Dizel makineler nominal devrinde çalıştırılırken, bunların şaft üzerinden bağlı oldukları pervaneler sabit devirde dönmektedir. Geminin hızı ise, pervanelerin kanat açıları kısılıp açılarak ayarlanmaktadır. Daha ilkel sistemlerde ise dizel makine hızı değiştirilmektedir ki bu da makinenin çok daha düşük verimli çalışması anlamına gelir. Dizel-Elektrik tahrik sisteminde ise ana itici pervaneleri elektrik motorları ve hız kontrol cihazları tarafından tahrik edilmektedir. Bunların ve geminin diğer yüklerinin enerji ihtiyacı ise gemi üzerindeki dizel jeneratör-setlerin oluşturduğu enerji üretim sistemi tarafından karşılanmaktadır.

Pervane yükü, aynı fan ve pompa gibi karesel tork karakteristiğinde bir yük tipi olduğundan yüksek oranda enerji tasarruf potansiyeli taşımaktadır. Hız kontrol cihazları, pervane elektrik motorlarının, geminin ihtiyaç duyduğu hızda dönmesini sağlar. Pervane yükünde, doğası gereği çekilen güç, hızın küpü ile doğru orantılıdır. 1500 d/d yani nominal hızda çalışan bir elektrik motoru %50 hızda yani 750 d/d'da çalıştığında, güç ihtiyacı hızın küpü oranında azalır. Böylece hız 1/2 oranında azalırken çekilen güç 1/8'ine iner. Örneğin 1000 kW'lık bir motor, 8'de 1'i oranında

yani 125 kW'lık enerji tüketecektir. Buna bağılı olarak ana güç kaynağından düşük akım çekilmektedir. Gemi ana güç kaynağı olan jeneratör setleri ihtiyaç dışında yüklenmeyecek, ihtiyaca göre gerektiği kadar adette jeneratör seti "tam yükte" çalıştırılacaktır. Böylece jeneratörler maksimum veriminde çalışacaktır. Bu tasarruf, özellikle manevra yapma periyodu yüksek olan gemilerde büyük kazanç sağlamaktadır.

Bu tip sistemlerle yükün tipinden kaynaklanan tasarruf, toplam sistem veriminin artırılması gibi avantajların yanında, kazanılan yüksek manevra kabiliyeti, gemi tasarımında esneklik, daha az titreşim ve gürültü, daha düşük bakım masrafı, daha temiz ve çevreci bir uygulama, birbirini yedekleyebilen uygulamalarla toplam sistem güvenilirliği gibi ek faydalar da getirecektir [30].



Şekil 2.12. Yüksek güçlü sabit mıknatıslı fırçasız DA motor [31]

1 - Sabit mıknatıslar, 2 - Stator, 3 - Motor keyisi, 4 - Şok emici takoz, 5 - Şok emici, 6 - Rotor şaftı, 7 - Rotor disk kenetleyici, 8 - Şaft contası, 9 - Rulman bileziği, 10 - Stator dilimleri

Sualtı ve su üstü gemileri için elektrikli tahrik sistemleri, yüksek çıkış gücü, yüksek verimlilik, sessiz çalışma ve küçük boyut gibi gereksinimlere ihtiyaç duyar. Özellikle disk tipi fırçasız DA motorları bu gereksinimleri karşılayabilmesinin yanında, bakım gerektirmeden ve arıza yapmadan 100 000 saatin üzerinde çalışabilmekte ve sadece deniz suyunu kullanarak soğutulabilmektedir (Şekil 2.12). Bu motorların çalışma esnasında vibrasyon seviyeleri oldukça düşüktür. Bundan dolayı da sessiz çalışırlar. Ayrıca bu motorlar yüksek güç/ağırlık, yüksek moment/ağırlık oranlarına sahiptir [31].

## **BÖLÜM 3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR KONTROLÜ**

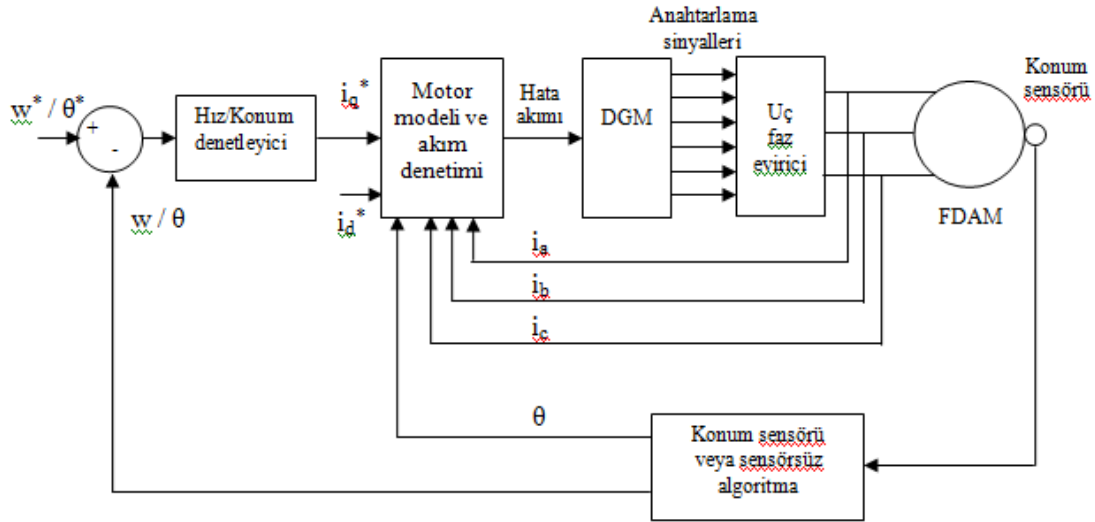
Fırçasız DA motorlarının endüstri alanında kullanımının giderek yaygınlaşması, bu motorların denetimi üzerine yapılan çalışmaların da artmasına neden olmuştur. Hassas hız ve konum kontrolü gerektiren endüstriyel uygulamalarda fırçasız DA motorunun kontrolü büyük önem taşımaktadır. Motor herhangi bir yükte karşılaştığında, denetleyicinin davranışında oluşan belirsizlikler, endüstri alanında çok büyük zararlara yol açabilir. Bu motorların doğrusal olmayan ve hız üzerinden zamanla değişen parametrelere sahip bir sistem olması, motorun sürdüğü yükteki parametre değişimleri ve doğrusal olmayan dinamikleri, algılayıcılardan kaynaklanan gecikmeler ve motorun evirici üzerinden beslenmesi nedeniyle ortaya çıkan belirsizlikler denetim verimliliğini olumsuz yönde etkileyen faktörlerdir. Bu nedenle, fırçasız DA motorları için tasarlanan hız ve konum denetleyicilerinin, yük değişimlerine karşı hızlı bir cevap üretmesi ve dış bozucu yük değişimlerinden etkilenmemesi, yani dayanıklı bir denetim sistemine sahip olması gerekir.

Fırçasız DA motorlarının performansını artırmak için çeşitli kontrol yöntemleri denenmiştir. Ancak fırçasız DA motor kontrolünde, yapısının basit ve sade olması nedeniyle genellikle PI (Oransal İntegral) kontrol kullanılmaktadır. Bu kontrol yönteminin servo sistem uygulamalarındaki tepki süresi hızlıdır ancak yüksek performans gerektiren uygulamalarda büyük yüklerde izleme hatası bulunmaktadır. Bu nedenle, yüksek izleme performansı gerektiren uygulamalarda, PI kontrolör yerine uyarlamalı kontrol yöntemlerinden, değişken yapı, model referans, kayma modu, yapay sinir ağları, bulanık mantık veya öz uyarlamalı kontrol yöntemleri gibi yöntemler kullanılır [32].

### **3.1. Fırçasız DA Motorunun Hız ve Konum Denetim Yöntemleri**

Fırçasız DA motorları, düşük eylemsizlik momenti ve yüksek hız kabiliyetlerine

sahip olduklarından, hassas hız ve konum denetimi gereken pek çok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Fırçasız DA motorunun hız/konum denetimi için genel blok şema Şekil 3.1’de verilmiştir [33].



Şekil 3.1. Fırçasız DA motorunun hız/konum denetimi için genel blok şema

Şekil 3.1’de görüldüğü gibi sistem, hız/konum ve akım denetleyici, üç faz gerilim kaynaklı evirici ve üç fazlı fırçasız DA motordan oluşmaktadır. Şekilde gösterilen üst indis “\*” referans değerleri belirtmektedir.

Şekilden de görüldüğü gibi, referans hız/konum bilgileri, gerçek hız/konum bilgileri ile karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilir. Bu hata sinyali bir denetleyiciden geçirilerek, denetleyici çıkışından referans akımın moment bileşeni ( $i_q^*$ ) elde edilir. Fırçasız DA motorlarında uyartım sabit mıknatıslar tarafından karşılandığı için referans akımın mıknatıslanma bileşeni ( $i_d^*$ ) sıfır olarak alınır.  $i_q^*$  ve  $i_d^*$  akımlarına ters park dönüşümü uygulanarak üç faz referans akımlar bulunur. Ters park dönüşümünün uygulanabilmesi için pozisyon bilgisine ihtiyaç vardır. Rotor pozisyonu, konum algılayıcılar tarafından tespit edilerek akım denetleyiciye gönderilir. Elde edilen üç faz referans akımlar ile motordan ölçülen gerçek faz akımları akım denetleyiciden geçirilerek, akımların istenilen aralıkta sınırlandırılması sağlanır. Akım denetleyiciden alınan çıkış sinyalleri eviricinin sürülmesinde kullanılır. Böylece stator faz akımlarının, referans faz akımlarını izlemesi sağlanmış



olur. Kontrollü olarak sürülen eviricinin vereceği çıkışlar, stator faz sargılarının kontrollü bir şekilde beslenmesini sağlayarak, hassas hız/konum denetimini gerçekleştirir.

### 3.2. Eviriciler ve Anahtarlama Yöntemleri

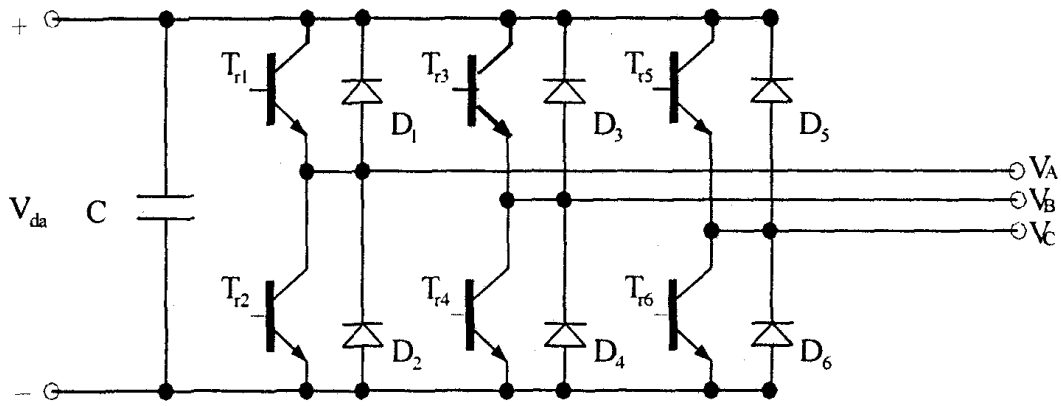
Fırçasız DA motor kontrolünün daha iyi anlaşılabilmesi için eviricilerin ve anahtarlama yöntemlerinin incelenmesi gerekmektedir. Bu bölümde, fırçasız DA motorunun çalışmasında ve düzgün tork üretiminde önemli bir katkısı olan üç fazlı evirici devrelere ve anahtarlama yöntemlerine değinilecektir.

#### 3.2.1. Üç fazlı eviriciler

Eviriciler, DA kaynaktan alınan gücü istenilen çıkış gerilimi ve frekansında AA güce dönüştüren statik güç elektroniği devreleridir. AA çıkışı anahtarlama işlemleriyle elde edilir, elde edilen dalga şekli gerilim parçalarından oluşur. Bu parçacıkların değeri pozitif, negatif veya sıfır olabilir [34]. Şekil 3.2’de üç fazlı gerilim kaynaklı evirici devresi görülmektedir. Eviriciler, genellikle ters paralel bağlı diyotlardan oluşan altı adet güç elemanının şekildeki gibi bağlanmasıyla oluşurlar. Güç elemanlarına ters polaritede paralel olarak bağlanan yüksek hızlı diyotlar, endüktif yüklerde akımın gerilimden geri fazda olması nedeniyle güç elemanlarının anahtarlanması sırasında akımın yön değiştirmesini kolaylaştırmaktadır. Bir eviricinin görevi, bir DA giriş gerilimini, simetrik, istenilen genlikte ve frekansta bir AA çıkış gerilime dönüştürmektir. Güç elemanlarının uygun bir şekilde anahtarlanmasıyla, DA besleme gerilimi  $V_{da}$ , evirici çıkışlarında alternatif özellikli  $V_A, V_B, V_C$  gerilimlerine dönüşür.

Eviriciler, uygulamada besleme özelliklerine göre akım beslemeli ve gerilim beslemeli olmak üzere iki grupta incelenirler. Evirici; eğer giriş gerilimi sabitse gerilim beslemeli, giriş akımı sabitse akım beslemeli olarak sınıflandırılır. Akım veya gerilim beslemeli eviriciler arasında yapılacak seçim, yükün özelliklerine göre değişir. Eğer yük, harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösteriyorsa gerilim beslemeli eviriciler; yük harmonik akımlara karşı düşük empedans gösteriyorsa akım

beslemeli eviriciler tercih edilmelidir. Gerilim kaynağı eviricileri, güç faktörlerinin yüksek ve motorun ürettiği moment dalgalarının düşük olması gerektiği uygulamalarda sıkça kullanılır. Ayrıca bu eviriciler herhangi bir açık devre durumunda yüksek gerilimlere karşı koruma sağlaması ve boyutları bakımından da küçük olması gibi üstünlükleri nedeniyle elektrik motorlarının hız ve konum kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Akım kaynağı eviricileri ise kısa devre durumunda aşırı akımlardan koruma ve düşük anahtarlama hızlarında verimli çalışma gibi üstünlüklere sahiptir [35, 36].



Şekil 3.2. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici devresi

Eviricilerin üreteceği dalga şekilleri ve frekansları, kullanılan yarı iletken elemanların (Tristör, BJT, IGBT, MOSFET) karakteristiklerine, iletim ve kesim sürelerine bağlıdır. Yarı iletken elemanların iletim ve kesim süreleri uygun bir biçimde belirlenmelidir. Bu belirleme ile birlikte elemanların anahtarlama sırası da çok önemlidir [37].

İdeal eviricilere ait çıkış gerilim dalga şekilleri sinüsoidal olmalıdır. Bununla birlikte uygulamada eviricilerin çıkış gerilimleri ise sinüsoidal değildir ve belirli harmonikler içerirler [38].

Düşük ve orta güçlü uygulamalar için, kare dalga gerilimler kabul edilebilir; yüksek hızlı yarı iletken güç elemanlarının uygunluğu doğrultusunda, çıkış gerilimindeki harmonik bileşenleri minimize edilebilir ya da çeşitli anahtarlama teknikleri ile

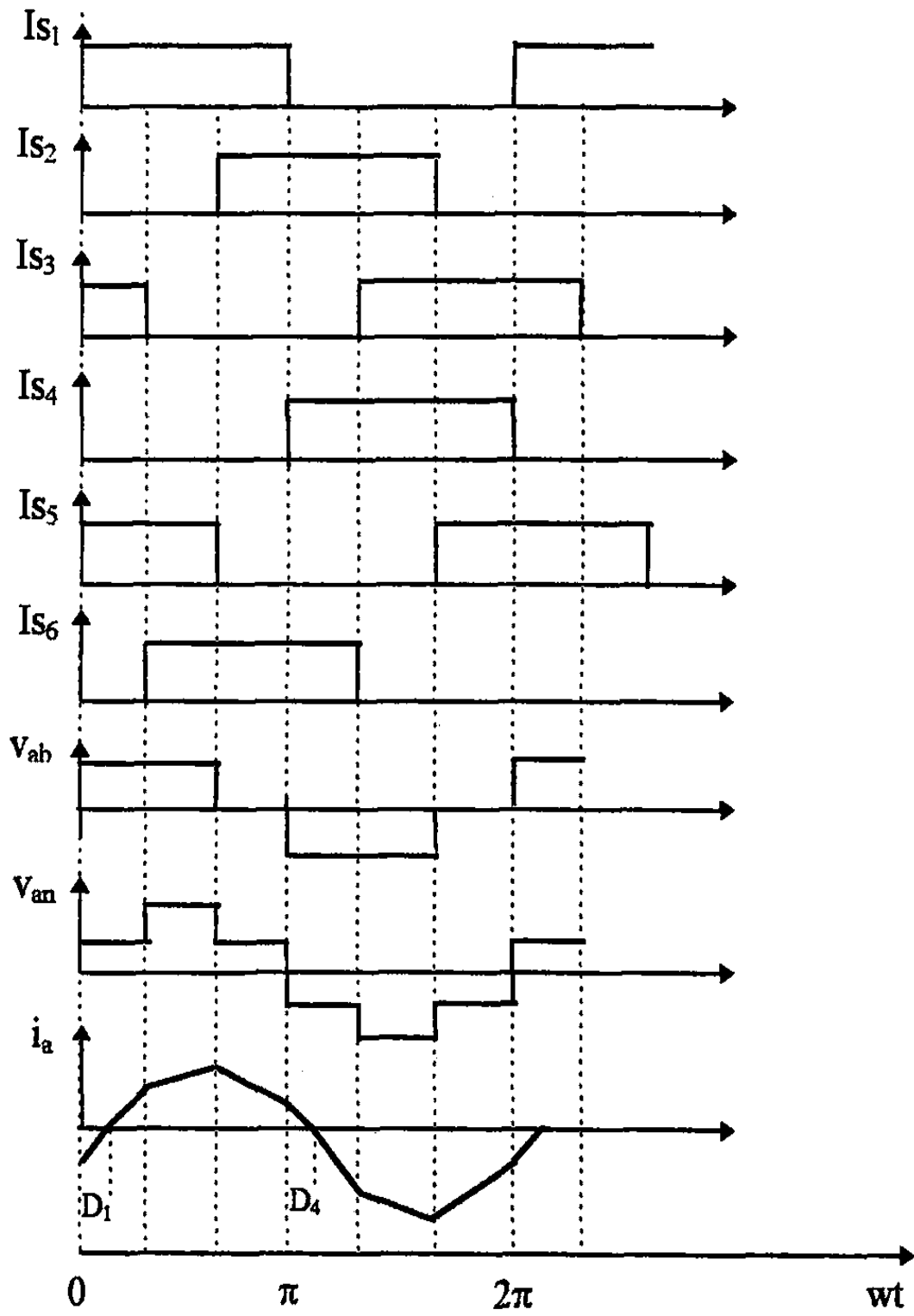
önemli bir miktarda düşürülebilir. Bu nedenle, eviricilerden beklenen nitelikleri elde edecek şekilde çeşitli anahtarlama yöntemleri geliştirilmiştir ve bunlardan bazıları aşağıdaki alt bölümlerde ele alınmıştır.

### 3.2.2. Anahtarlama yöntemleri

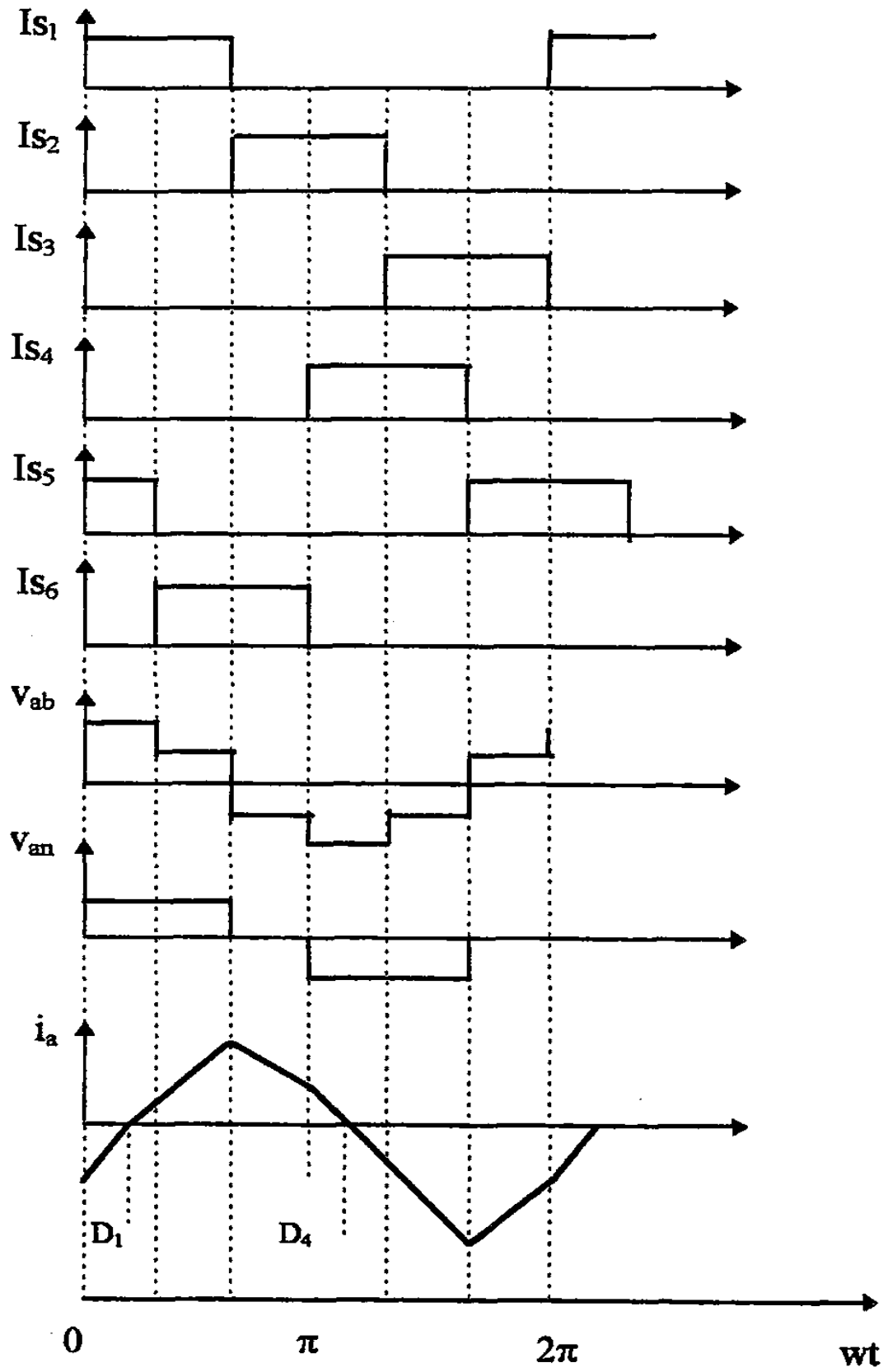
#### 3.2.2.1. Kare dalga anahtarlama yöntemi

Kare dalga anahtarlama yönteminde, güç elemanları aralarında  $120^0$  olmak üzere, bir periyot süresince bir kez açık bir kez de kapalı konumda bulunur. Güç elemanlarının bir periyottaki iletim süresi  $180^0$  veya  $120^0$  yapılabilir [39]. Evirici çıkış geriliminin bir periyodu  $60^0$  lik altı adıma ayrıldığı zaman, her bir adımda  $180^0$  lik eviricide 3,  $120^0$  lik eviricide ise 2 güç elemanı iletimde olur. Bu nedenle kare dalga anahtarlama yönteminde evirici çıkış geriliminin genliği sabittir ve ancak eviricinin DA besleme gerilimi ayarlanarak evirici çıkış geriliminin genliği denetlenebilir.

Kare dalga anahtarlama yönteminde evirici çıkış geriliminin ayarlanamaması önemli bir sakıncadır. Bu anahtarlama yönteminde, güç elemanları bir periyot süresince bir kez açık ve bir kez kapalı bulunmaktadır. Yüksek güç uygulamalarında açma-kapama süreleri fazla olduğundan anahtarlama frekansları düşüktür ve bu tür uygulamalarda kare dalga anahtarlama yöntemi tercih edilir. Aşağıda  $180^0$  ve  $120^0$  lik eviricilerin karakteristik çıkış sinyalleri görülmektedir [39].



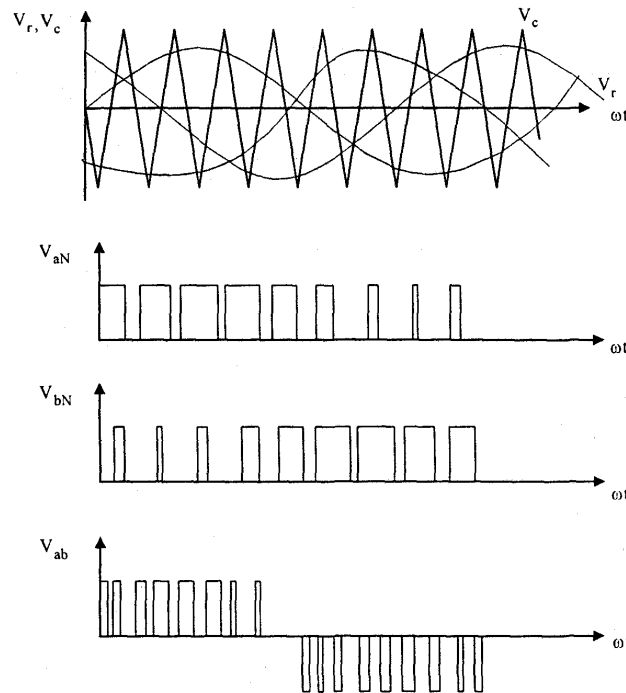
Şekil 3.3. 180°'lik gerilim kaynağı evircisinin karakteristik çıkış sinyalleri



Şekil 3.4. 120°'lik gerilim kaynağı evircisinin karakteristik çıkış sinyalleri

### 3.2.2.2. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) anahtarlama yöntemi

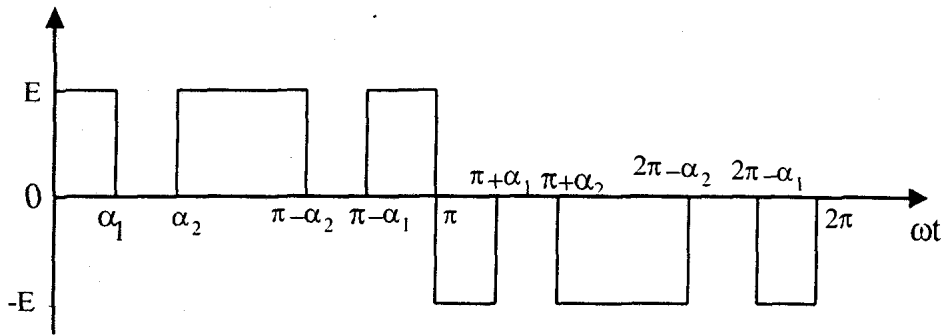
Motor denetim sistemlerinde kullanılan üç fazlı evirici çıkış gerilimlerinin ayarlanabilmesi gerekir. Bunun için kullanılan en etkin yöntemlerden biri PWM ile güç elemanlarının anahtarlanmasıdır. PWM anahtarlama yönteminin esası, bir periyot süresince evirici güç elemanlarını bir kez açık ve bir kez kapalı tutmak yerine, çok sayıda anahtarlama yaparak açık ve kapalı kalma sürelerini ayarlamaktır. Bu şekilde, güç elemanlarının açık-kapalı kalma süreleri değiştirilerek istenilen bir frekansta evirici çıkış geriliminin genliği ayarlanabilir. Çeşitli PWM anahtarlama yöntemleri geliştirilmekle birlikte, bu çalışmada sinüsoidal PWM olarak bilinen, üç fazlı referans sinüsoidal sinyallerle bir üçgen dalga sinyalin karşılaştırılması sonucu elde edilen anahtarlama sinyalleri ve evirici çıkış gerilimi verilmiştir [35, 40]. Şekil 3.5'te N eviricinin DA beslemesinin negatif ucunu göstermekte olup,  $V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}$  negatif besleme ucuna göre her bir faz sargısının gerilimini göstermektedir. Yapılan karşılaştırma sonucunda kesişme noktaları elde edilir. Elde edilen kesişme noktaları da evirici güç elemanlarının anahtarlama zamanlarını belirler. Burada amaç evirici çıkış geriliminin sinüsoidale benzetilmesidir.



Şekil 3.5. Sinüsoidal PWM anahtarlama yöntemi

### 3.2.2.3. Harmonik yok edici anahtarlama yöntemi

Evirici çıkış akımındaki veya çıkış gerilimindeki harmonikleri yok etmek için, evirici güç elemanları PWM ve kare dalga anahtarlama karışımı bir yöntemle anahtarlabilir. Harmonik yok edici anahtarlama yöntemi adı verilen bu anahtarlama yönteminde, kare dalga anahtarlama sinyallerinin, yok edilmek istenen harmoniklere göre her çeyrek periyotta simetrik olmak üzere belirli açılarda konum değiştirilmesi sağlanır. Üç fazlı dengeli sistemlerde 3. harmonik ve katları görünmeyeceğinden genellikle diğer tek harmonikler yok edilir. Şekil 3.6'da iki harmonik bileşeni (örneğin 3. ve 5. harmonikler) yok edecek şekilde anahtarlama açıları verilmiştir [35, 36].



Şekil 3.6. Harmonik Yok Edici Anahtarlama Yöntemi

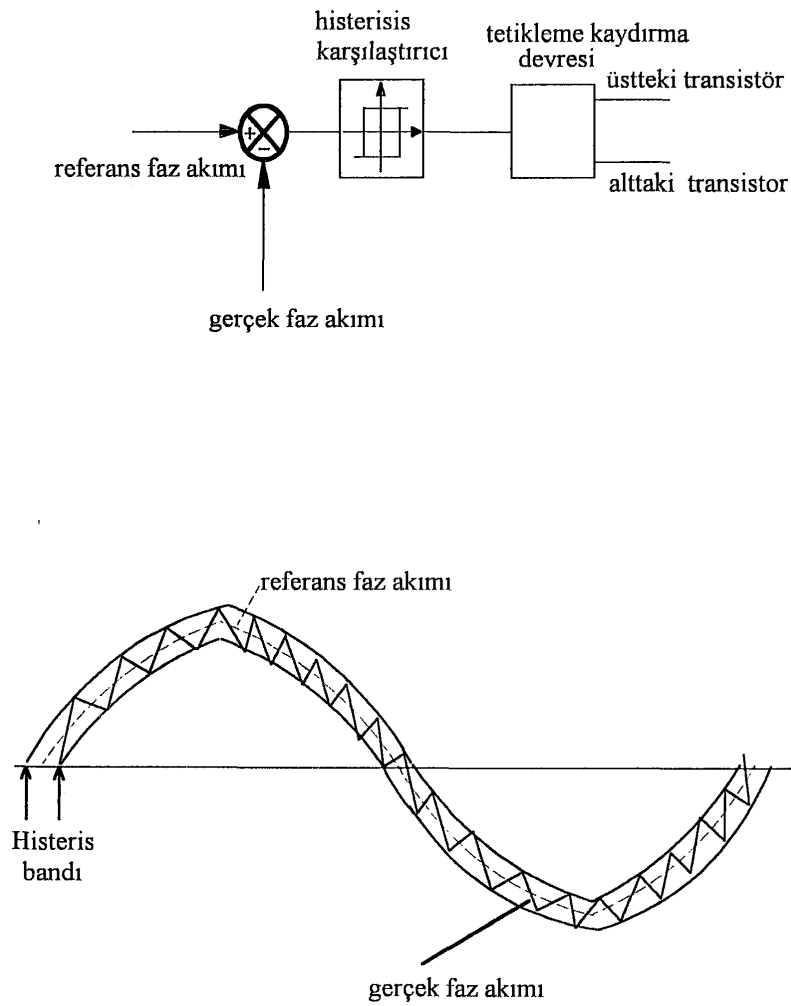
Harmonik yok edici anahtarlama yöntemi, fırçasız DA motorlarında tork dalgalanmalarını azaltmak amacıyla kullanılan etkin bir anahtarlama yöntemidir. Ancak bu yöntemde, kare dalga anahtarlama yöntemine göre evirici çıkış geriliminin genliği zayıflar ve çıkış geriliminin genliği anahtarlama açılarına göre değişeceğinden istenildiği gibi ayarlanamaz.

### 3.3. Akım Kontrol Yöntemleri

Bu çalışmada fırçasız DA motorunun akım kontrolü için, histerezis akım kontrolü kullanılmıştır. Bu bölümde, histerezis akım kontrolü ile birlikte, yaygın olarak kullanılan diğer bir akım kontrol yöntemi olan PWM akım kontrolüne de değinilecektir.

### 3.3.1. Histerezis akım kontrolü

Fırçasız DA motorlarındaki histerezis akım kontrolü Şekil 3.7’de gösterilmiştir. Bu yöntemde motorun çektiği gerçek faz akımları ölçülerek, referans faz akımları ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonunda elde edilen hata sinyali histerezis (tolerans) bandından geçirilerek, motor akımlarının referans akımları izlemesi sağlanır [41].



Şekil 3.7. Bir faz için histerezis akım kontrolü

Şekildeki histerezis aralığı  $h_b$  ile gösterilmiştir. Histerezis aralığı, gerçek akım değerinin en fazla  $+h_b$  ve en az  $-h_b$  kadar farklı olmasına izin verir. Band genişliğinin daraltılması daha yüksek anahtarlama hızıyla mümkündür. Bu durumda motor faz akımlarının referans akımları daha yakından izlemesi suretiyle akım sinüs

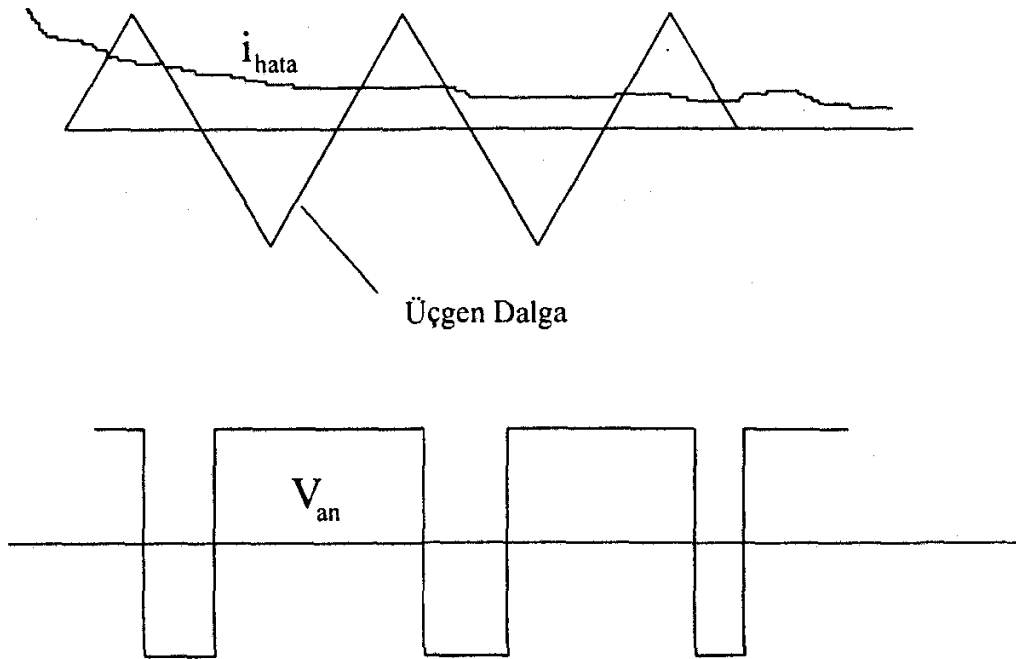


eğrisine daha yakın bir hale getirilebilir. Akım hataları histerezis bandının dışına taşarsa, tetikleme kaydırma devresinin çıkışları konum değiştirerek güç elemanlarının uygun şekilde anahtarlanmasını sağlar. Bu şekilde evirici devresindeki güç yarıiletkenlerini anahtarlamak suretiyle faz akımları histerezis aralığında tutulmuş olur.

Sistem kontrolü yönünden bakıldığında, histerezis akım kontrolünün diğer akım kontrollerine göre tepkisi hızlıdır ve gecikme söz konusu değildir. Ancak fazlar arası etkileşimden dolayı akım dalgalanmalarının oluşması ve harmoniklerin kontrol edilememesi en önemli sakıncasıdır.

### 3.3.2. PWM akım kontrolü

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) ile akım kontrolünde, stator sargılarına uygulanan faz akımlarının gerçek değerleri ölçülerek, referans akımla karşılaştırılır. Böylece bir hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyali, Şekil 3.8'de görüldüğü gibi üçgen dalga ile kare dalganın farkına benzer [5].

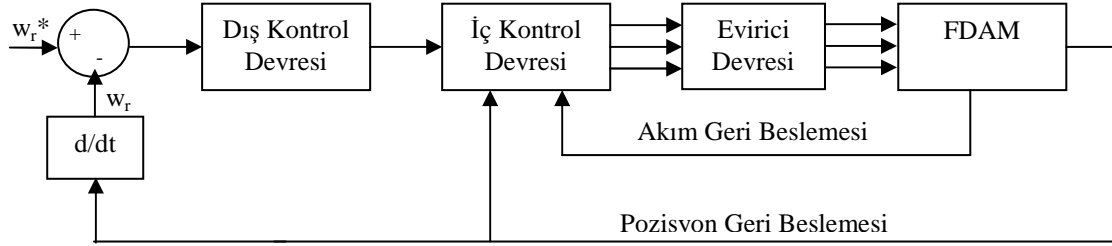


Şekil 3.8. PWM akım kontrolü

Eğer hata sinyali pozitif yönde ve üçgen dalgadan büyükse, güç yarı iletkenleri gerilim pozitif yönde olacak şekilde anahtarlama yapar. Eğer hata sinyali pozitif yönde ve üçgen dalgadan küçük ise bu kez güç yarı iletkenleri, gerilim negatif yönde olacak şekilde anahtarlama yapar. Gerilim genliğinin darbe uygulanarak ayarlanmasından ötürü bu yönteme PWM akım kontrol yöntemi adı verilmiştir.

## BÖLÜM 4. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU

Bir fırçasız DA motorunun dinamik simülasyonunun yapılabilmesi için matematik modelinin çıkarılması gerekmektedir. Dinamik simülasyonu yapılan sistem, dış kontrol devresi, iç kontrol devresi, evirici devresi ve fırçasız DA motor olmak üzere dört ana bölümden oluşmaktadır. Sistemin kontrol yapısı Şekil 4.1’de gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Fırçasız DA motorun kontrol yapısı [42]

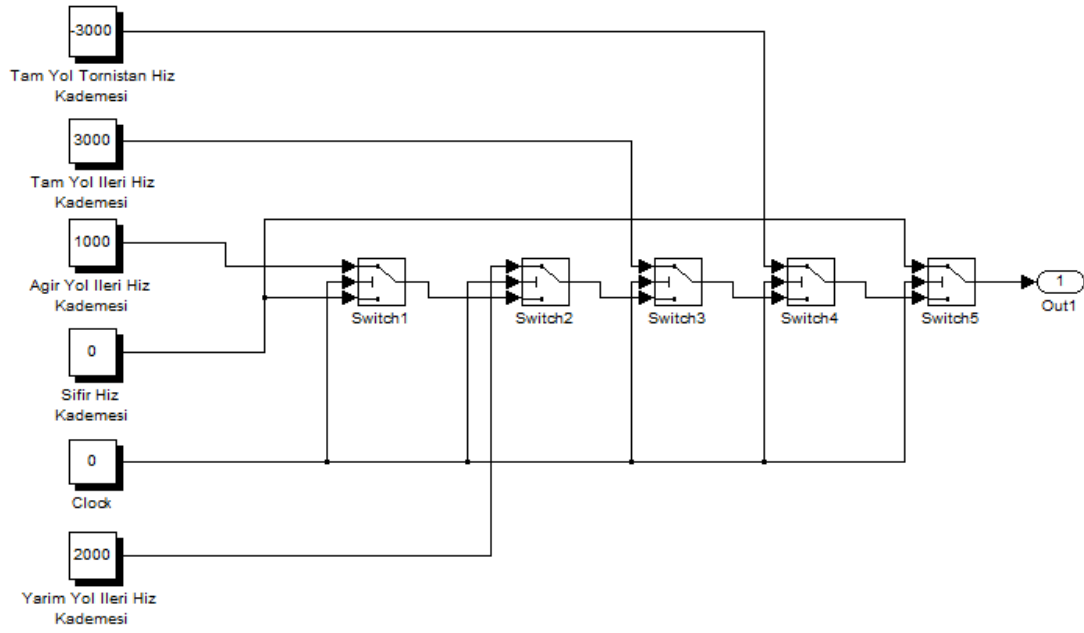
Sistemin simülasyonunun yapılabilmesi için ilk olarak sistemi oluşturan her bir bloğun modellenmesi yapılacaktır.

### 4.1. Dış Kontrol Devresinin Modellenmesi

Simülasyonu yapılacak sistemin dış kontrol devresini; kontrol devresine dışarıdan bir referans hız sinyali uygulayan referans hız devresi ve referans akımın moment bileşenini üreten PI (Oransal İntegral) kontrol devresi oluşturur.

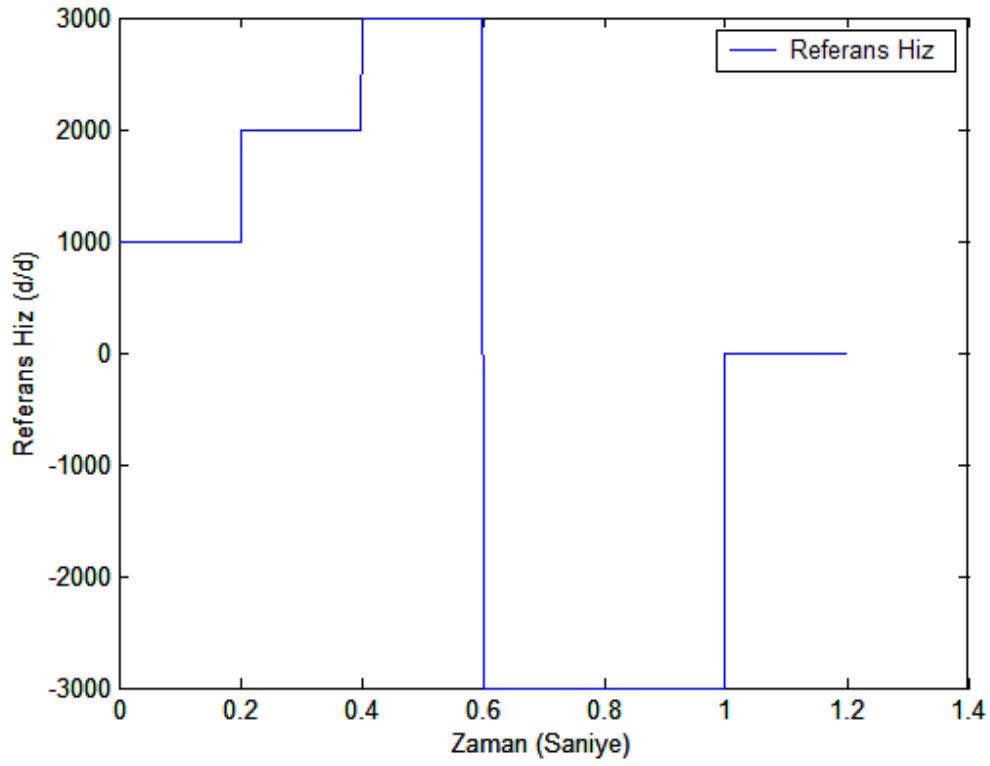
#### 4.1.1. Referans hız devresinin modellenmesi

Bu çalışmada kontrol devresi girişine Şekil 4.3’te gösterilen referans hız sinyali uygulanmıştır. Şekil 4.2’de referans hız devresinin MATLAB Simulink modeli verilmiştir.



Şekil 4.2. Referans hız devresinin matlab simulink modeli

Modellemesi yapılan sistem girişine, istenilen hız değerlerini gösteren sabit sinyaller uygulanmıştır. Bu çalışmada sualtı araştırma robotu (ROV) olarak kullanılan bir mini denizaltının tahrik sistemi için öngörülen fırçasız DA motorunun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle hız devresinde sualtı araştırma robotunun makine devir kademeleri gösterilmiştir (Tablo 4.2). Bu sinyaller “Switch” bloklarına uygulanarak, istenilen hız değerlerinin hangi zaman aralıklarında olması gerektiği belirlenmiştir.



Şekil 4.3. Referans hız sinyali

#### 4.1.2. Referans akımın moment bileşeni için PI (oransal integral) devresinin modellenmesi

PI denklemleri kullanılarak referans akımın moment bileşeni;

$$i_{qs}^* = K_{wp}(w_r^* - w_r) + K_{wi} \int_0^t (w_r^* - w_r) dt \quad (4.1)$$

olarak bulunur.

Burada;

$i_{qs}^*$  : Referans akımın moment bileşeni

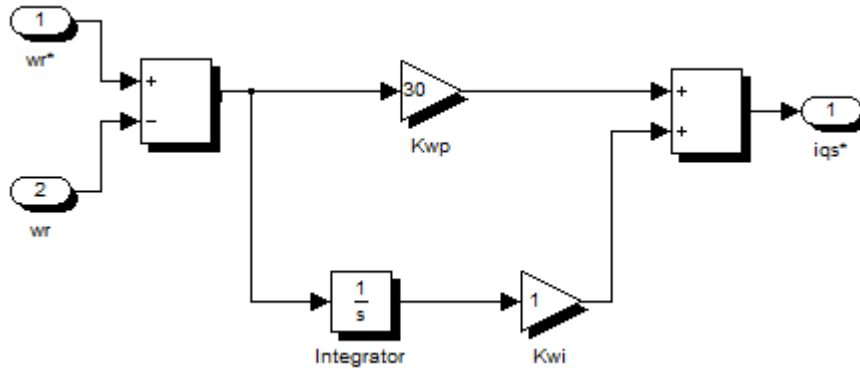
$K_{wp}$  : Oransal kazanç

$w_r^*$  : Referans hız

$w_r$  : Gerçek hız

$K_{wi}$  : İntegral kazancı

Denklem (4.1) kullanılarak referans akımın moment bileşeni için PI devresinin MATLAB Simulink modeli Şekil 4.4’deki gibi elde edilmiştir [43, 44].



Şekil 4.4. Referans akımın moment bileşeni için PI devresinin matlab simulink modeli

Şekilde, 1 nolu giriş ucuna referans hız sinyali, 2 nolu giriş ucuna ise gerçek hız sinyali uygulanır. “Sum” bloğu bu iki sinyalin farkını alarak bir hata sinyali üretir. Bu hata sinyali birbirine paralel bağlı bir kazanç bloğu ve integral alıcı devreden geçirilir. Daha sonra bir “sum” bloğu ile bu iki sinyal toplanarak, çıkıştan referans akımın moment bileşeni elde edilir.

Düzgün manyetik akıda, referans akımın mıknatıslanma bileşeni  $i_{ds}^* = 0$  kabul edilmiştir.

## 4.2. İç Kontrol Devresinin Modellenmesi

İç kontrol devresi, ters park dönüştürücü devresi ile akım kontrol devresini kapsamaktadır. İç kontrol devresinde, referans akımın moment bileşenine ters park dönüşümü uygulanarak üç faz referans akımları  $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$  bulunur. Elde edilen referans akımlar akım kontrol devresinden geçirilerek evirici girişine yollanır.

#### 4.2.1. Ters park dönüştürücü devresinin modellenmesi

$i_{qs}^*$  ve  $i_{ds}^*$  akımlarına ters park dönüştürümü uygulanarak üç faz referans akımları;

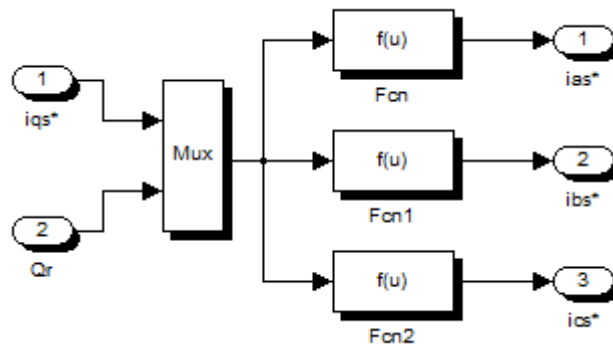
$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos Q_r & \sin Q_r & 1 \\ \cos(Q_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(Q_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(Q_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(Q_r + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \\ i_{0s}^* \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

olarak bulunur [45].

Burada  $i_{ds}^*$  ve  $i_{0s}^*$  sıfır olduğundan, denklem (4.2) aşağıdaki şekli alır.

$$\begin{bmatrix} i_{as}^* \\ i_{bs}^* \\ i_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin Q_r \\ \sin(Q_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(Q_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} [i_{qs}^*] \quad (4.3)$$

Denklem (4.3) kullanılarak ters park dönüştürücü devresinin MATLAB Simulink modeli Şekil 4.5'deki gibi elde edilmiştir.

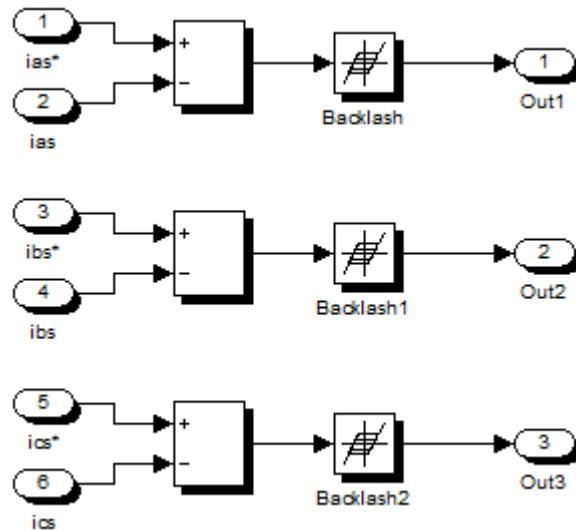


Şekil 4.5. Ters park dönüştürücü devresinin matlab simulink modeli

Şekilde, 1 nolu giriş ucundan referans akımın moment bileşeni, 2 nolu giriş ucundan gerçek pozisyon sinyali uygulanır. “Mux” bloğunda bu iki sinyal aynı eksenli çıkış haline dönüştürülür. Elde edilen sinyal, fonksiyon bloklarında denklem (4.3) kullanılarak çözülür. Böylece çıkış uçlarından üç faz referans akımları  $i_{as}^*$ ,  $i_{bs}^*$ ,  $i_{cs}^*$  elde edilmiş olur.

#### 4.2.2. Akım kontrol devresinin modellenmesi

Bu çalışmada akım denetimli anahtarlama yöntemlerinden histerezis akım denetimi kullanılmıştır. Akım kontrol devresinin MATLAB Simulink modeli Şekil 4.6’da verilmiştir.



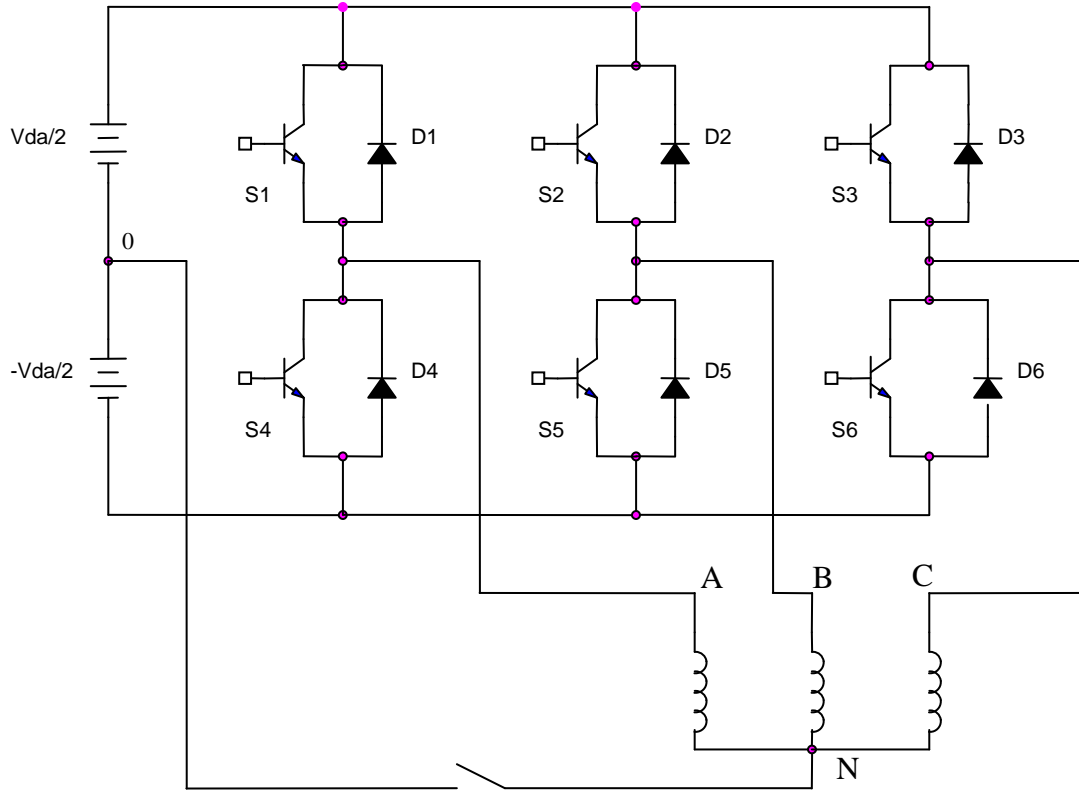
Şekil 4.6. Akım kontrol devresinin matlab simulink modeli

Ters park dönüştürücü devresinden gelen üç faz referans akımlar sırasıyla 1, 3 ve 5 nolu giriş uçlarına, motorun stator sargılarından ölçülecek olan gerçek akım sinyalleri ise sırasıyla 2, 4 ve 6 nolu giriş uçlarına uygulanır. “Sum” blokları referans faz akımları ile gerçek faz akımlarının farklarını alarak bir hata sinyali üretirler. Bu hata sinyalleri histerezis bloklarından geçirilerek, gerçek akımlar referans akımlara yakın olmaya zorlanır.



### 4.3. PWM Evirici Devresinin Modellenmesi

Bu çalışmada kullanılan üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin eşdeğer devresi Şekil 4.7’de verilmiştir. Şekilde N düğümü, yıldız bağlantının nötr noktasını göstermektedir.



Şekil 4.7. Üç fazlı PWM eviricinin eşdeğer devresi

Şekildeki eviricinin 0 noktası ile A, B ve C fazları arasında bir gerilim mevcuttur. Bu gerilim kutup gerilimi olarak adlandırılır ve  $V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}$  ile gösterilir. Üç fazlı yıldız bağlı dengeli yüklerde faz akımlarının ve faz gerilimlerinin toplamı sıfırdır.

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (4.4)$$

$$V_{AS} + V_{BS} + V_{CS} = 0 \quad (4.5)$$

Eşdeğer devreye göre kutup gerilimleri;

$$\begin{aligned}
V_{A0} &= V_{AS} + V_{N0} \\
V_{B0} &= V_{BS} + V_{N0} \\
V_{C0} &= V_{CS} + V_{N0}
\end{aligned}
\tag{4.6}$$

olarak yazılır [46].

Kutup gerilimleri taraf tarafa toplanırsa;

$$V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} = (V_{AS} + V_{BS} + V_{CS}) + 3V_{N0}
\tag{4.7}$$

olur.

Denklem düzenlenerek;

$$V_{N0} = \frac{1}{3}(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0})
\tag{4.8}$$

bulunur.

Bu durumda eşdeğer devreye göre faz gerilimleri;

$$V_{AS} = V_{A0} - V_{N0} = \frac{1}{3}(2V_{A0} - V_{B0} - V_{C0})
\tag{4.9}$$

$$V_{BS} = V_{B0} - V_{N0} = \frac{1}{3}(-V_{A0} + 2V_{B0} - V_{C0})
\tag{4.10}$$

$$V_{CS} = V_{C0} - V_{N0} = \frac{1}{3}(-V_{A0} - V_{B0} + 2V_{C0})
\tag{4.11}$$

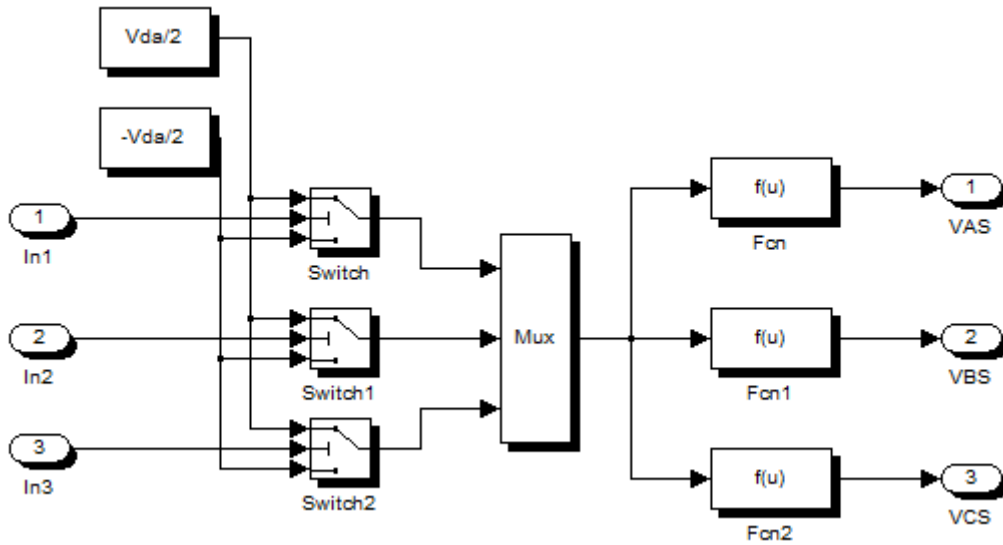
şeklinde yazılır.

Hat gerilimleri ise;

$$\begin{aligned}
V_{AB} &= V_{A0} - V_{B0} \\
V_{AC} &= V_{A0} - V_{C0} \\
V_{BC} &= V_{B0} - V_{C0}
\end{aligned}
\tag{4.12}$$

olur.

Üç fazlı PWM evirici devresinin MATLAB Simulink modeli Şekil 4.8’de verilmiştir.

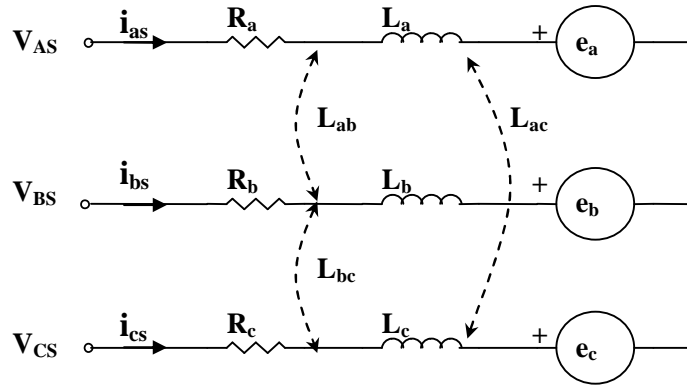


Şekil 4.8. Üç fazlı PWM eviricinin matlab simulink modeli

Histerezis bandından gelen sinyaller “switch” bloklarına uygulanır. Uygulanan sinyalin durumuna göre “switch” blokları  $V_{da}/2$  veya  $-V_{da}/2$  değerleri arasında anahtarlama yapar. “Switch” bloklarının çıkışından elde edilen sinyaller “mux” bloğundan geçirilerek aynı eksenli hale getirilir. Elde edilen sinyal fcn, fcn1 ve fcn2 fonksiyon bloklarında sırasıyla denklem (4.9), (4.10) ve (4.11) kullanılarak çözdürülür. Böylece fırçasız DA motorunun stator sargılarına uygulanacak olan faz gerilimleri elde edilir.

#### 4.4. Fırçasız DA Motorunun Modellenmesi

Fırçasız DA motorunun modellenebilmesi için ilk olarak model denklemlerinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada fırçasız DA motorunun üç faz matematik modeli kullanılmıştır. Motorun model denklemlerinin elde edilebilmesi ve buna bağlı olarak matematik modelinin çıkarılabilmesi için Şekil 4.9’da verilen üç fazlı yıldız bağlı bir fırçasız DA motorunun eşdeğer devre şeması kullanılmıştır [5].



Şekil 4.9. Üç fazlı yıldız bağlı fırçasız DA motorun eşdeğer devresi

Şekilde;

$R_a, R_b, R_c$  : Stator faz dirençleri ( $\Omega$ )

$L_a, L_b, L_c$  : Stator faz indüktansları (H)

$L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}$  : Stator faz sargıları arasındaki ortak indüktans (H)

$e_a, e_b, e_c$  : Zıt elektromotor kuvvet (V)

$V_{AS}, V_{BS}, V_{CS}$  : Stator faz gerilimleri (V)

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : Stator faz akımları (A)

#### 4.4.1. Gerilim denklemlerinin elde edilmesi

Şekil 4.9'daki eşdeğer devreye göre fırçasız DA motorunun gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned}
 V_{AS} &= R_a \cdot i_{as} + \frac{d}{dt} L_a \cdot i_{as} + \frac{d}{dt} L_{ab} \cdot i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{ac} \cdot i_{cs} + e_a \\
 V_{BS} &= R_b \cdot i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{ba} \cdot i_{as} + \frac{d}{dt} L_b \cdot i_{bs} + \frac{d}{dt} L_{bc} \cdot i_{cs} + e_b \\
 V_{CS} &= R_c \cdot i_{cs} + \frac{d}{dt} L_{ca} \cdot i_{as} + \frac{d}{dt} L_{cb} \cdot i_{bs} + \frac{d}{dt} L_c \cdot i_{cs} + e_c
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

olarak yazılır. Stator sargılarının dengeli sarıldığı kabul edilirse;

$$\begin{aligned}
 R_a &= R_b = R_c = R \\
 L_a &= L_b = L_c = L \\
 L_{ab} &= L_{bc} = L_{ca} = M
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

yazılır. Bu durumda denklem (4.13)'deki gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned}
 V_{AS} &= R.i_{as} + \frac{d}{dt}L.i_{as} + \frac{d}{dt}M.i_{bs} + \frac{d}{dt}M.i_{cs} + e_a \\
 V_{BS} &= R.i_{bs} + \frac{d}{dt}M.i_{as} + \frac{d}{dt}L.i_{bs} + \frac{d}{dt}M.i_{cs} + e_b \\
 V_{CS} &= R.i_{cs} + \frac{d}{dt}M.i_{as} + \frac{d}{dt}M.i_{bs} + \frac{d}{dt}L.i_{cs} + e_c
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

olur. Denklem (4.15)'i matris formunda düzenlersek;

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

olur. Denklem düzenlenerek;

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

halini alır.

#### 4.4.2. Akım denklemlerinin elde edilmesi

Denklem (4.17) durum-uzay modelinden tekrar gerilim denklemlerini yazarsak;

$$\begin{aligned}
 V_{AS} &= R.i_{as} + \frac{d}{dt}(L-M).i_{as} + e_a \\
 V_{BS} &= R.i_{bs} + \frac{d}{dt}(L-M).i_{bs} + e_b \\
 V_{CS} &= R.i_{cs} + \frac{d}{dt}(L-M).i_{cs} + e_c
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

olur. Denklem (4.18)'den sırasıyla stator faz akımlarını çekersek;

$$V_{AS} = R.i_{as} + \frac{d}{dt}(L-M).i_{as} + e_a \quad (4.19)$$

$$\frac{d}{dt}(L-M).i_{as} = -R.i_{as} + V_{AS} - e_a \quad (4.20)$$

$$\frac{d}{dt}i_{as} = \frac{-R.i_{as} + V_{AS} - e_a}{L-M} \quad (4.21)$$

elde edilmiş olur.

$$V_{BS} = R.i_{bs} + \frac{d}{dt}(L-M).i_{bs} + e_b \quad (4.22)$$

$$\frac{d}{dt}(L-M).i_{bs} = -R.i_{bs} + V_{BS} - e_b \quad (4.23)$$

$$\frac{d}{dt}i_{bs} = \frac{-R.i_{bs} + V_{BS} - e_b}{L-M} \quad (4.24)$$

elde edilmiş olur.

$$V_{CS} = R.i_{cs} + \frac{d}{dt}(L-M).i_{cs} + e_c \quad (4.25)$$

$$\frac{d}{dt}(L-M).i_{cs} = -R.i_{cs} + V_{CS} - e_c \quad (4.26)$$

$$\frac{d}{dt}i_{cs} = \frac{-R.i_{cs} + V_{CS} - e_c}{L-M} \quad (4.27)$$

olur. Böylece dinamik simülasyonda kullanılacak olan üç faz stator akımları elde edilmiş olur.

#### 4.4.3. Zıt EMK denklemlerinin elde edilmesi

Rotoru döndürülen fırçasız DA motorunun, her bir stator sargısı zıt EMK olarak isimlendirilen bir gerilim oluşturur. Lenz Kanunu'na göre, bu gerilimin yönü sargılara uygulanan gerilimle ters yönlüdür. Bu motorlarda zıt elektromotor kuvvet (zıt EMK) rotor pozisyonuna, rotor hızına ve rotorun sabit manyetik akısına bağlı bir

değişkendir. Fırçasız DA motorunun stator sargılarında meydana gelen zıt EMK'nın dalga şekli iki biçimde olmaktadır. Sinüsoidal dalga biçimli zıt EMK ve yamuk dalga biçimli zıt EMK [5], [19]. Bu çalışmada zıt EMK'nın sinüsoidal olarak değiştiği kabul edilmiştir. Denklem (4.28)'de zıt EMK denklemleri verilmiştir.

$$\begin{aligned} e_a &= \omega_r \cdot \lambda_m \cdot \sin \theta_r \\ e_b &= \omega_r \cdot \lambda_m \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= \omega_r \cdot \lambda_m \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

Burada;

- $\theta_r$  : Rotor pozisyonu (rad)
- $\omega_r$  : Rotor açısal hızı (rad/sn)
- $\lambda_m$  : Rotor sabit manyetik akısı (weber)

#### 4.4.4. Elektromanyetik moment denkleminin elde edilmesi

Motorun ürettiği elektromanyetik moment denklemi, zıt EMK cinsinden denklem (4.29)'daki gibi yazılabilir [3].

$$M_e = (e_a \cdot i_{as} + e_b \cdot i_{bs} + e_c \cdot i_{cs}) / \omega_r \quad (4.29)$$

Denklem (4.28)'de elde edilen zıt EMK denklemleri, (4.29)'da yerine yazılırsa;

$$M_e = (\lambda_m \cdot \sin \theta_r \cdot i_{as} + \lambda_m \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{bs} + \lambda_m \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{cs}) \quad (4.30)$$

Denklem düzenlenerek;

$$M_e = \lambda_m \left[ \sin \theta_r \cdot i_{as} + \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{bs} + \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{cs} \right] \quad (4.31)$$

bulunur.

Denklem (4.31) açısal hız cinsinden yazılırsa [47].

$$M_e = j \left( \frac{2}{P} \right) \frac{d}{dt} w_r + B_m \left( \frac{2}{P} \right) w_r + M_y \quad (4.32)$$

olur.

Burada  $B_m$  sönüm katsayısı çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. Bu durumda denklem (4.32) aşağıdaki şekli alır.

$$M_e = j \left( \frac{2}{P} \right) \frac{d}{dt} w_r + M_y \quad (4.33)$$

Burada;

$M_e$  : Elektromanyetik moment (Nm)

$j$  : Atalet momenti ( $\text{kg/m}^2$ )

$P$  : Motor çift kutup sayısı

$B_m$  : Sönüm katsayısı ( $\text{kgm}^2/\text{s}$ )

$M_y$  : Yük momenti (Nm)'dir.

Atalet momenti  $j$ , motorun ve yükün atalet momentleri toplamına eşittir.

$$j = j_m + j_y \quad (4.34)$$

Burada;

$j_m$  : Motor atalet momenti ( $\text{kg/m}^2$ )

$j_y$  : Yük atalet momenti ( $\text{kg/m}^2$ )'dir.

#### 4.4.5. Yük momentinin elde edilmesi

$$M_y = M_c \cdot u + k_1 \cdot n_r \cdot \frac{M_{\max}}{n_{rs}} + k_t \cdot M_{\max} \quad (4.35)$$



Eğer,  $w_r \geq M_c$  ve  $w_r < -M_c$  ise  $u = 1$ , diğer durumlarda  $u = 0$  olur.

Burada;

$M_c$  : Sabit yük momenti (Nm)

$k_1$  : Sürtünme katsayısı

$n_r$  : Motorun mekanik hızı (d/d)

$n_{rs}$  : Motorun senkron hızı (d/d)

$M_{max}$  : Motorun ürettiği maksimum elektromanyetik moment (Nm)

$k_t$  : Motor tork sabiti

$$M_m = M_e - M_y \quad (4.36)$$

$$M_m = j \left( \frac{2}{P} \right) \frac{d}{dt} w_r + B_m \left( \frac{2}{P} \right) w_r \quad (4.37)$$

Açısal hız ifadesini denklem (4.37)'den çekersek;

$$j \left( \frac{2}{P} \right) \frac{d}{dt} w_r = M_m - B_m \left( \frac{2}{P} \right) w_r \quad (4.38)$$

$$\frac{d}{dt} w_r = \frac{P \cdot M_m - 2 \cdot B_m \cdot w_r}{2j} \quad (4.39)$$

olur.  $B_m$  sönüm katsayısı çok küçük olduğundan ihmal edilirse;

$$\frac{d}{dt} w_r = \frac{P \cdot M_m}{2j} \quad (4.40)$$

halini alır.

#### 4.4.6. Rotor pozisyonu

$$Q_r = \int_0^t w_r . dt \quad (4.41)$$

Elde edilen ve aşağıda listelenen denklem (4.42), (4.43), (4.44), (4.45) ve (4.46) durum-uzayı şeklinde yazılarak, sistemin matematik modeli elde edilmiş olur. Durum-uzayı şeklinde matematik modellemesi yapılan motorun dinamik simülasyonunu yapmak mümkündür. Sistemin durum-uzayı şeklindeki matematik modeli denklem (4.47)'de, motorun matematik modelinden yola çıkılarak MATLAB Simulink ile yapılan modellemesi ise Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} i_{as} = \frac{-R.i_{as} + V_{AS} - e_a}{L - M} \quad (4.42)$$

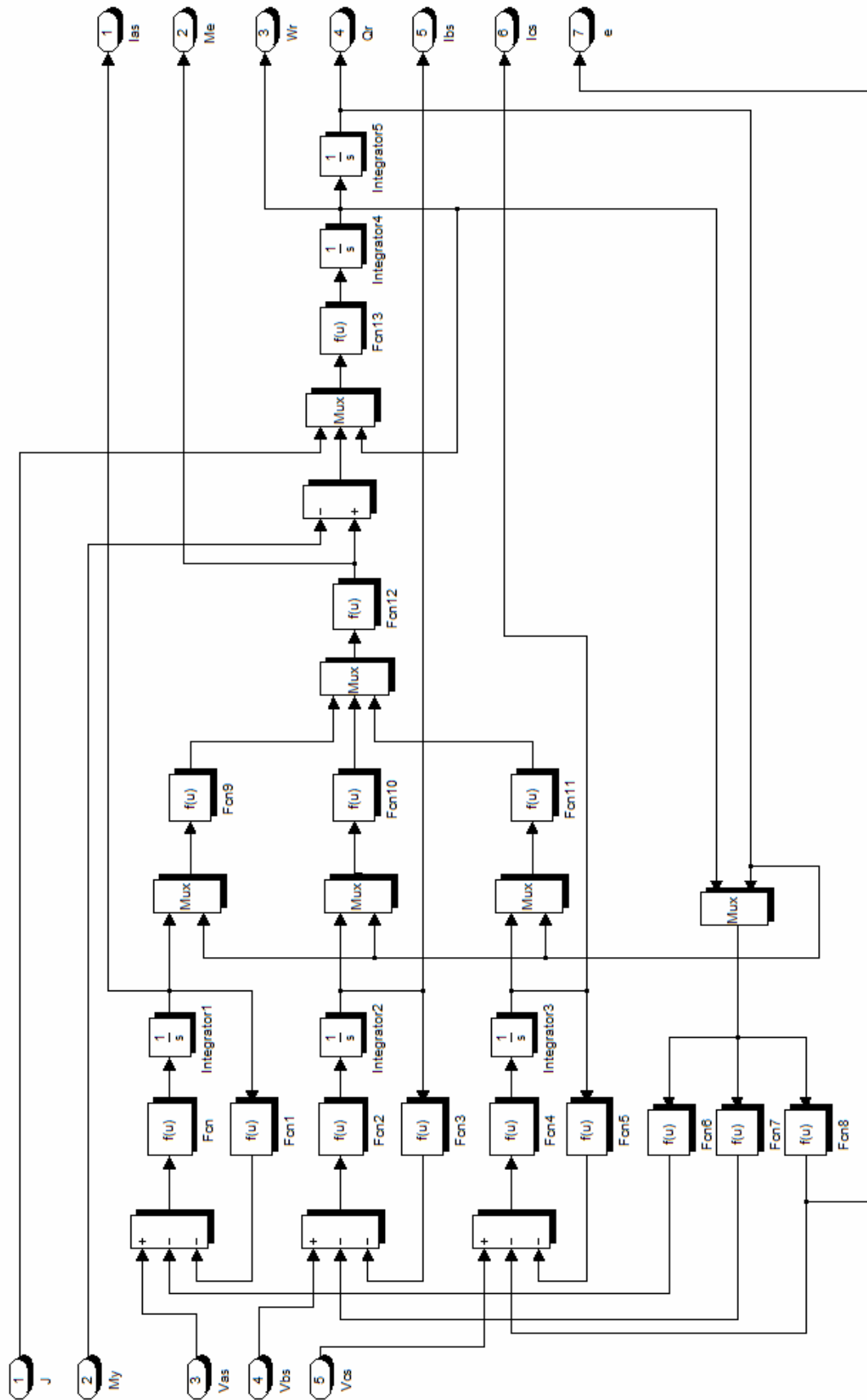
$$\frac{d}{dt} i_{bs} = \frac{-R.i_{bs} + V_{BS} - e_b}{L - M} \quad (4.43)$$

$$\frac{d}{dt} i_{cs} = \frac{-R.i_{cs} + V_{CS} - e_c}{L - M} \quad (4.44)$$

$$\frac{d}{dt} w_r = \frac{P.M_m}{2j} \quad (4.45)$$

$$Q_r = \int_0^t w_r . dt \quad (4.46)$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_w \\ i_w \\ i_w \\ w_r \\ Q_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_w \\ i_w \\ i_w \\ w_r \\ Q_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \\ M_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_2 \\ s_3 \\ s_i \end{bmatrix} \quad (4.47)
 \end{aligned}$$



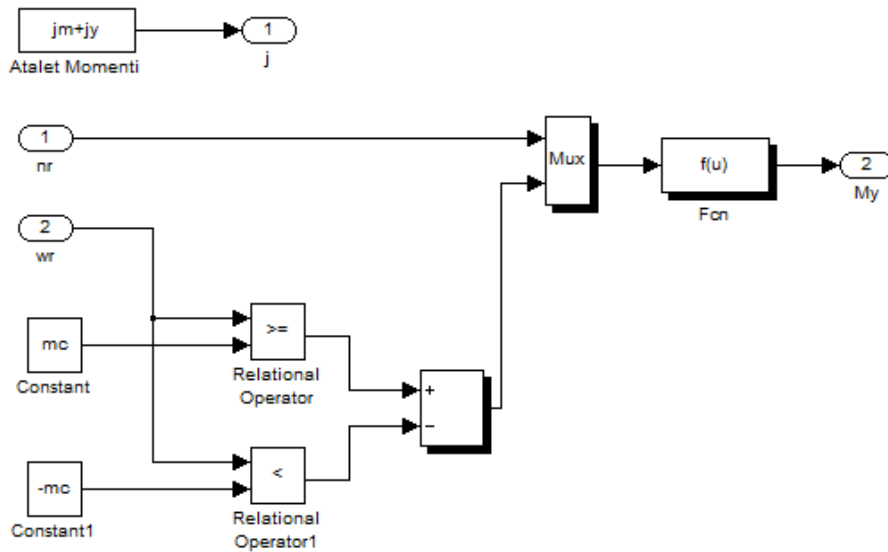
Şekil 4.10. Fırçasız DA motorunun matlab simulink modeli

Şekil 4.10'da, PWM Evirici çıkışından elde edilen  $V_{AS}$ ,  $V_{BS}$  ve  $V_{CS}$  stator faz gerilimleri, 3, 4 ve 5 nolu giriş uçlarından motor devresine uygulanır. Fcn, fcn1, fcn2, fcn3, fcn4 ve fcn5 fonksiyon bloklarında sırasıyla denklem (4.42), (4.43) ve (4.44)'deki akım denklemleri çözdürülerek stator faz akımları elde edilir. Akım sinyallerine 12 nolu fonksiyon bloğunda denklem (4.31) uygulanarak elektromanyetik moment sinyali elde edilir. Elde edilen elektromanyetik moment sinyali ile 2 nolu giriş ucundan motor modeline uygulanan yük moment sinyalinin farkları alınır ve 13 nolu fonksiyon bloğu içerisinde denklem (4.39) kullanılarak hız sinyaline dönüştürülür. Hızın hesaplanması için gerekli olan atalet momenti sinyali 1 nolu giriş ucundan motor modeline uygulanır. Hız sinyalinin integrali alınarak pozisyon sinyali elde edilir. 6, 7 ve 8 nolu fonksiyon bloklarında ise sırasıyla denklem (4.28) çözdürülerek zıt EMK değerleri hesaplanır.

Sonuç olarak 1, 5 ve 6 nolu çıkış uçlarından stator faz akımları, 2 nolu çıkış ucundan elektromanyetik moment, 3 nolu çıkış ucundan açısal hız, 4 nolu çıkış ucundan pozisyon ve 7 nolu çıkış ucundan zıt EMK sinyalleri ölçülür.

#### 4.5. Yük Devresinin Modellenmesi

Şekil 4.11'de motora uygulanan yükün MATLAB Simulink modeli verilmiştir.



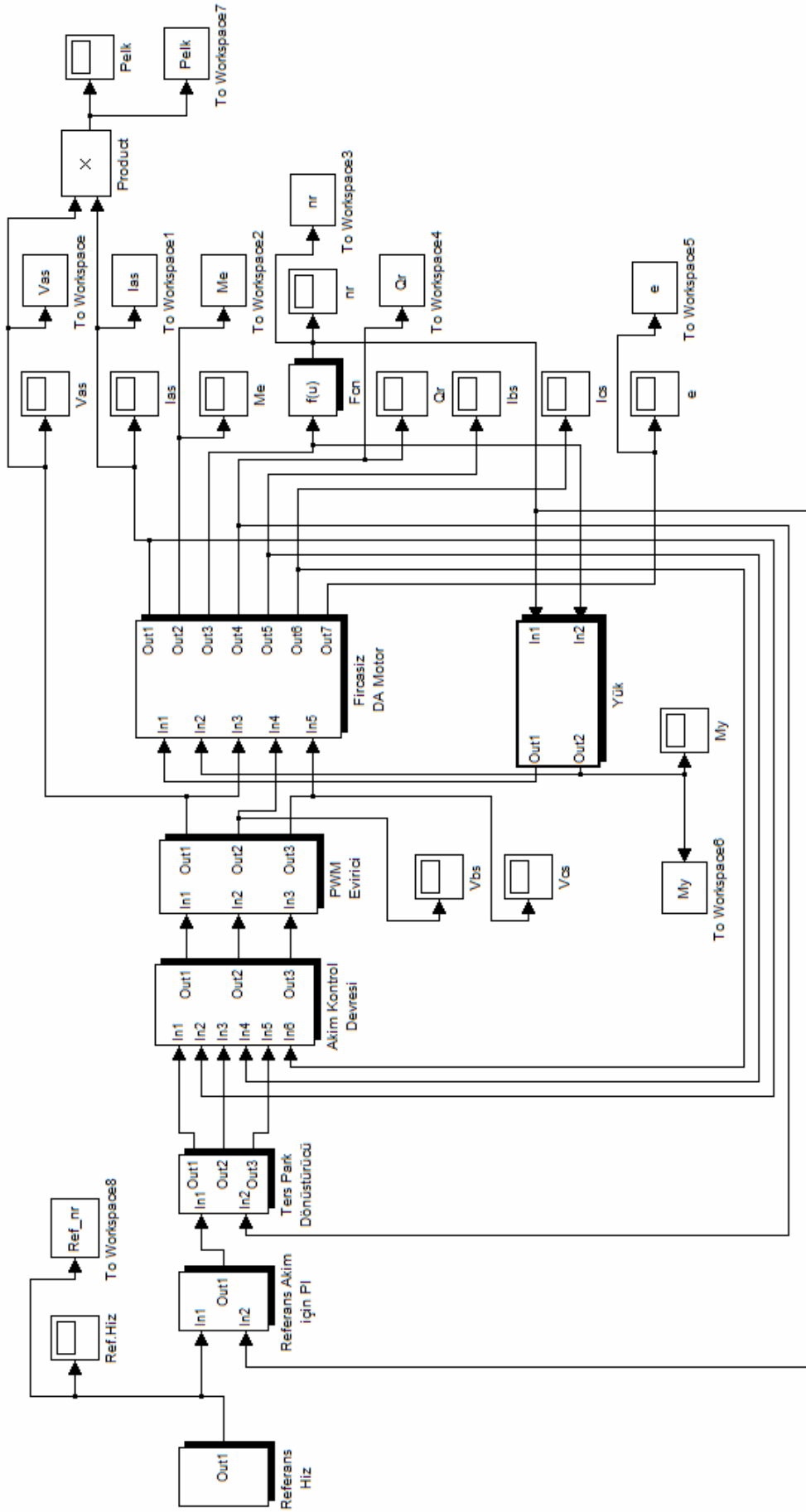
Şekil 4.11. Yük devresinin matlab simulink modeli

Şekilde, motor atalet momenti ve yük atalet momentlerinin toplamı olan atalet momenti sinyali, sabit olarak motora uygulanır. 1 nolu giriş ucundan mekanik hız sinyali ve 2 nolu giriş ucundan açısal hız sinyali yük modeline uygulanmıştır. Açısal hız sinyaline, sabit yük momentine göre bağıntı operatörü uygulanarak çıkışın 1 veya 0 olması sağlanır. Fonksiyon bloğu içerisinde denklem (4.35) çözdürülerek 2 nolu çıkış ucundan yük momenti sinyali elde edilir.

#### **4.6. Sistemin Modellenmesi**

Bu çalışmada simülasyonu yapılan sistemin, MATLAB Simulink ile yapılan modellemesi Şekil 4.12’de verilmiştir. Model oluşturulurken, ilk olarak Şekil 4.1’de kontrol yapısı gösterilen sisteme ait her bir bloğun ve bu bloklara ait olan alt blokların simulink modellemeleri yapılmıştır. Model, referans hız, PI kontrol devresi, ters park dönüştürücü, akım kontrol devresi, evirici, yük ve fırçasız DA motor bloklarından meydana gelmekte olup, her blok birden fazla alt bloktan oluşmaktadır.

Modele ait olan her bir bloğun ve bunlara ait olan alt blokların modellemeleri tamamlandıktan sonra, birbirleri ile olan bağlantıları yapılarak sistemin modeli elde edilmiş olur.



Şekil 4.12. PWM evirici tarafından beslenen fırçasız DA motorunun PI ile hız kontrolü için matlab simulink modeli

#### 4.7. Sistemin Simülasyonu

Modellemesi yapılan sistemi Şekil 4.12’deki gibi grup bloğu haline getirdikten sonra, parametrelerin yazılması gerekir. Parametreleri yazabilmek için parametrelerin yazılacağı blok üzerine iki kere tıklanarak parametrelerin yazılacağı menü ekrana getirilir. Bu menüye uygun parametreler yazılarak pencere kapatılır. “File” menüsünden “Model properties” komutu seçilerek, açılan pencerede “Callbacks” menüsü altında bulunan “Model initialization function” kısmına modelde kullanılan sabit parametreler girilir. Tablo 4.1’de simülasyonu yapılan motora ait parametreler verilmiştir. Ardından “Simulation” menüsünden “Simulation parameters” komutu seçilir. Açılan pencerede simülasyon başlama ve bitiş zamanı, diferansiyel denklemlerin çözüleceği yöntem ve en küçük adım değerlerini gösteren menüler bulunmaktadır. Bu menülerden uygun parametreler seçilerek pencere kapatılır. Son olarak “Simulation” menüsünden “Start” komutu seçilerek simülasyon başlatılır. Simülasyon sonucunda elde edilen sinyaller “Scope” bloğundan veya “to workspace” bloğundan çalışma sayfasına aktarılarak MATLAB grafik penceresinden izlenebilir.

Tablo 4.1. Simülasyonu yapılan fırçasız DA motor parametreleri

Stator faz direnci	$R=0.6 \Omega$
Stator faz indüktansı	$L=0.0215 \text{ H}$
Stator faz sargıları arasındaki ortak indüktans	$M=0.02 \text{ H}$
Eviriciye uygulanan dc gerilim	$V_{da}=150 \text{ V DC}$
Rotor sabit manyetik akısı	$\lambda_m=0.105 \text{ wb}$
Motor çift kutup sayısı	$P=2$
Sönüm katsayısı	$B=0 \text{ kgm}^2/\text{s}$
Atalet momenti	$J=0.000695 \text{ kgm}^2$
Sürtünme katsayısı	$k_f=0.02$
Motor tork sabiti	$k_t=0.00767 \text{ Nm/A}$
Motorun ürettiği maksimum elektromanyetik moment	$M_{\max}=14 \text{ Nm}$
Motorun senkron hızı	$n_{rs}=3000 \text{ d/d}$
Maksimum motor akımı	$I_{\text{base}}=50 \text{ A}$



Bu çalışmada su altı araştırma robotu (ROV) olarak kullanılan bir mini denizaltının tahrik sistemi için öngörülen fırçasız DA motorunun PI (Oransal-İntegral) kontrol yöntemi ile hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Simülasyon gereği yaratılan bir senaryoya göre, aracın istenilen hız değeri değiştirilerek, motorun tepkisi ve performansı incelenmiştir.

Simülasyonu yapılan sualtı araştırma robotu (ROV)'un makine devir kademeleri ve kumanda komutlarının aşağıda verilen tablodaki gibi olduğu varsayılmıştır.

Tablo 4.2. Sualtı izleme robotu (ROV)'un makine devir kademeleri

	STEP	HIZ (d/d)	MAKİNA KOMUTU
İLERİ-YOL HIZ KADEMELERİ	1	1000	AĞIR-YOL İLERİ
	2	2000	YARIM-YOL İLERİ
	3	3000	TAM-YOL İLERİ
GERİ-YOL (TORNİSTAN) HIZ KADEMELERİ	1	1000	AĞIR-YOL TORNİSTAN
	2	2000	YARIM-YOL TORNİSTAN
	3	3000	TAM-YOL TORNİSTAN

Oluşturulan senaryoya göre; sualtı izleme robotu (ROV) Step-1, Ağır-Yol İleri hız kademesinde 1000 d/d'lık bir hızla hareketine başlamıştır. 0.2'nci saniyeye gelindiğinde aracın hızı artırılmış ve Step-2, Yarım-Yol İleri hız kademesinde 2000 d/d'lık hızla ilerlemeye devam etmiştir. 0.4'ncü saniyede motor hız kademesi Step-3, Tam-Yol İleri hız kademesine alınarak 3000 d/d'lık hızla araç hareketini sürdürmüştür (Şekil 4.3).

Ancak 0.6'nci saniyeye gelindiğinde, sualtı izleme robotunun önüne ani olarak bir engel çıkmıştır. Bu durumda aracın engele çarpılmaması için motor hız kademesi Step-3, Tam-Yol Tornistan hız kademesine alınarak ani bir manevra hareketi gerçekleştirilmiştir. 0.6'nci saniyede başlayan bu ani manevra hareketinde, aracın tahrik sistemini oluşturan fırçasız DA motoru ters yönde 3000 d/d'lık hızla döndürülmüştür. Böylece sualtı izleme robotunun ilerleme hızı yavaşlatılarak bir frenleme gerçekleştirilmiştir. Bu ani manevra hareketinden sonra, ROV'un durması neticesinde 1'nci saniyede motor durdurulmuştur.

Yukarıda öngörülen senaryoya göre, aracın istenilen hız değerinin değiştirilmesi neticesinde motorun tepkisi ve performansı simüle edilmiştir. Bahse konu simülasyonlar motor yükünün boşta, 3 Nm'lik yükte, 6 Nm'lik yükte ve darbeli yüklerde olmak üzere dört farklı durumu için gerçekleştirilmiştir. Motor yükündeki değişime bağlı olarak her bir yük durumu için motorun stator faz akımı, rotor pozisyonu, stator faz gerilimi, zıt emk gerilimi, şebekeden çekilen güç, motorun elektromanyetik momenti ve yük momentleri incelenmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen bu grafikler neticesinde fırçasız DA motorunun çalışma karakteristikleri ve performansı değerlendirilmiştir.

#### 4.8. Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada, motor kontrolünde yaygın olarak kullanılan kontrol yöntemlerinden PI (Oransal Integral) kontrol yöntemi kullanılarak, üç fazlı fırçasız DA motorunun hız kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon için MATLAB / Simulink hazır paket programı tercih edilmiştir. Çünkü, bu program içinde bulunan fonksiyonlar ile hızlı bir modelleme yapılmakta ve sonuçlar daha hassas olmaktadır. Motor simülasyonunda motorun hareketi dört ayrı yük durumu için incelenmiştir.

İlk olarak motor yüksüz durumda iken 1000 / 2000 / 3000 d/d ve ters yönde 3000 d/d'lık değişik sabit referans hızlar kullanılarak PI denetleyicinin başarımı incelenmiş ve elde edilen sonuçlar verilmiştir. Şekil 4.13'de motor hızının değişik referans hızları sürekli durum hatası olmaksızın izlediği görülmektedir. Ancak motor, istenilen referans hız değerlerine ulaşması sırasında salınım yapmaktadır. Bu salınım noktaları Şekil 4.13 üzerinde daire içine alınmıştır. Bu noktaların detaylı incelenmesi motorun hız kontrol karakteristiğinin açıklanabilmesi açısından son derece önemlidir.

Şekil 4.13a'da motorun 1000 d/d'lık referans hıza ulaşması sırasındaki salınımı gösterilmiştir. Motor hızı %2,75'lik bir aşma yaparak 1000 d/d referans hıza ulaşmaktadır. Motor hızı 0,011 sn'lik yükselme süresi ve 0,017 sn'lik yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir.

Şekil 4.13b'de motorun 1000 d/d'dan 2000 d/d'lık referans hıza ulaşması sırasındaki

salınımı gösterilmiştir. Bu durumda motor hızı %1,125'lik bir aşma yaparak 2000 d/d referans hıza ulaşmaktadır. Motor hızı 0,011 sn'lik yükselme süresi ve 0,017 sn'lik yerleşme süresi sonunda referans hızı sürekli durum hatası olmaksızın izlemektedir.

Şekil 4.13c'de motor hızı 2000 d/d'dan 3000 d/d'ya %0,53'lük bir aşma ile 0,011 sn'lik yükselme süresi ve 0,017 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır.

Şekil 4.13d'de ise motorun ileri yönde 3000 d/d hızla dönerken, ani olarak ters yönde 3000 d/d'lık referans hıza ulaşması sırasındaki salınımı gösterilmiştir. Motor hızı 0,057 sn'lik yükselme süresi sonunda %0,8'lik bir aşma yapmış, 0,063 sn'lik yerleşme süresi sonunda ise istenilen referans hızı izlemeye başlamıştır.

Şekil 4.14'de stator faz akımlarından  $I_{as}$ 'nin değişimi görülmektedir. Motor 0 d/d'dan 1000 d/d'ya ulaşma süresi aralığında, kalkınma anında devreden yüksek akım, yaklaşık 27 A, çekmektedir. Kalkınma anında devreden yüksek akım çeken motorun, kalkındıktan sonraki akımı çok küçük olmaktadır. Motor 1000 d/d'lık referans hıza ulaştıktan sonra, sürekli durumda devreden yaklaşık 1,4 A akım çekmektedir. Motor 2000 d/d, 3000 d/d ve ters yönde 3000 d/d'lık referans hızlara ulaşma süresi aralığında ise yaklaşık 50 A değerinde maksimum akım çekmektedir. (Bu çalışmada motor akımı 50 A ile sınırlandırılmıştır). Motorun istenilen referans hızlara ulaştıktan sonra sürekli durumda çektiği akım yine çok küçük olmaktadır. Ayrıca motorun 1'nci saniyede durdurulması esnasında, durdurma momentini karşılamak için yüksek akım çektiği görülmektedir.

Şekil 4.15'de rotor pozisyonunun değişimi görülmektedir. Motor hızındaki artışa bağlı olarak rotor pozisyonunun değeri de artmaktadır. Şekilden de görüldüğü gibi motor 0,6'nci saniyeden sonra ters yönde hareket etmekte ve 1'nci saniyede durmaktadır.

Şekil 4.16 stator sargılarındaki faz gerilimini, Şekil 4.17 stator sargılarında indüklenen zıt emk değerini ve Şekil 4.18 de motorun çalışma süresi boyunca şebekeden çektiği güç değerini göstermektedir.

Şekil 4.19'da fırçasız DA motorunun elektromanyetik moment grafiği verilmiştir. Motor maksimum momentle kalkınmakta ve motor istenilen referans hızlara ulaştıktan sonra yük momentini karşılayacak kadar bir moment üretmektedir. Motor, hızda meydana gelen salınımlardan dolayı (-) moment üreterek hızın referans değere ulaşmasını sağlamaktadır.

Yukarıda açıklanan tüm grafikler motorun yüksüz çalışma durumu içindir. Ancak boşta çalışmada motor üzerinde sabit kayıplar ile rüzgar ve sürtünme kayıplarından dolayı 0,2 Nm değerinde bir yük momentini vardır. Motorun istenilen referans hızına bağlı olarak bu yük momentini her seferinde motora yüklenmektedir. Şekil 4.20'de motor hızına bağlı olarak motora yüklenen yük momentini görülmektedir.

Elektrik motorlarının yük altında kararlı bir şekilde iyi bir geçici ve sürekli durum davranışı göstermesi beklenir. Bu amaçla PI denetleyicinin yük altındaki başarımının belirlenebilmesi için motor baştan itibaren 3 Nm'lik yük ile yüklenerek elde edilen grafikler verilmiştir.

Şekil 4.21'de 3 Nm'lik yük durumunda motorun istenilen referans hızları belirli bir tepki gecikmesi ile izlediği görülmektedir. Şekil 4.21a'da motor hızı 1000 d/d'lık referans hıza %0,8'lik bir aşma, 0,0177 sn'lik yükselme süresi ve 0,0209 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Motor geçici durumda 27 A akım çekmekte, 1000 d/d'lık referans hıza ulaştığında ise uygulanan yükten dolayı sürekli durumda 20 A civarında akım çekmektedir (Şekil 4.22).

Motor boşta çalışırken yaklaşık 1,4 A olan sürekli durum motor faz akımları, 3 Nm'lik yük ile yüklenme durumunda 20 A'e yükselmiştir.

Şekil 4.21b'de motor hızı 1000 d/d'dan 2000 d/d'ya %0,37'lik bir aşma ile 0,0169 sn'lik yükselme süresi ve 0,0201 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Motora uygulanan yükten dolayı Şekil 4.22'de faz akımlarının geçici durumda 50 A, sürekli durumda ise 20 A olduğu gözlenmiştir.

Şekil 4.21c'de motor hızı 2000 d/d'dan 3000 d/d'ya %0,13'lük bir aşma ile 0,0187

sn'lik yükselme süresi ve 0,0211 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Bu durumda da faz akımlarının geçici rejimde 50 A, sürekli rejimde ise 20 A olduğu gözlenmiştir.

Şekil 4.21d'de referans hızın 3000 d/d'dan ters yönde 3000 d/d'ya ulaşması sırasındaki salınımı görülmektedir. Burada motor hızının yükselme süresi 0,0685 sn iken, motorun referans hıza yerleşme süresi 0,0723 sn'dir. Motor hızındaki aşma %0,3 civarında gözlenmiştir. Faz akımları geçici durumda 50 A, sürekli durumda 20 A civarındadır (Şekil 4.22).

Motor yük altında da maksimum elektromanyetik moment ile kalkınmış, motor istenilen referans hızlara ulaştıktan sonra 3 Nm'lik yük momentini karşılayacak kadar bir moment üretmiştir (Şekil 4.27).

Şekil 4.28'de ise motor hızına bağlı olarak motora yüklenen yük momentini grafiği verilmiştir.

Şekil 4.29'da 6 Nm'lik yük durumunda motorun istenilen referans hızları 3 Nm'lik yük durumuna göre daha yüksek bir gecikme süresi ile izlediği görülmektedir. Şekil 4.29a'da motor hızı 1000 d/d'lık referans hıza %0,054'lük bir aşma, 0,0505 sn'lik yükselme süresi ve 0,0512 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Motora uygulanan 6 Nm'lik tam yükten dolayı Şekil 4.30'da faz akımlarının geçici durumda 50 A, sürekli durumda ise 40 A olduğu gözlenmiştir.

Motor 3 Nm'lik yarı yükte çalışırken 20 A olan sürekli durum motor faz akımı, 6 Nm'lik tam yük durumunda 40 A'e yükselmiştir.

Şekil 4.29b'de motor hızı 1000 d/d'dan 2000 d/d'ya %0,115'lik bir aşma ile 0,0517 sn'lik yükselme süresi ve 0,0531 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Bu durumda motor, geçici rejimde 50 A, sürekli rejimde ise 40 A çekmektedir (Şekil 4.30).

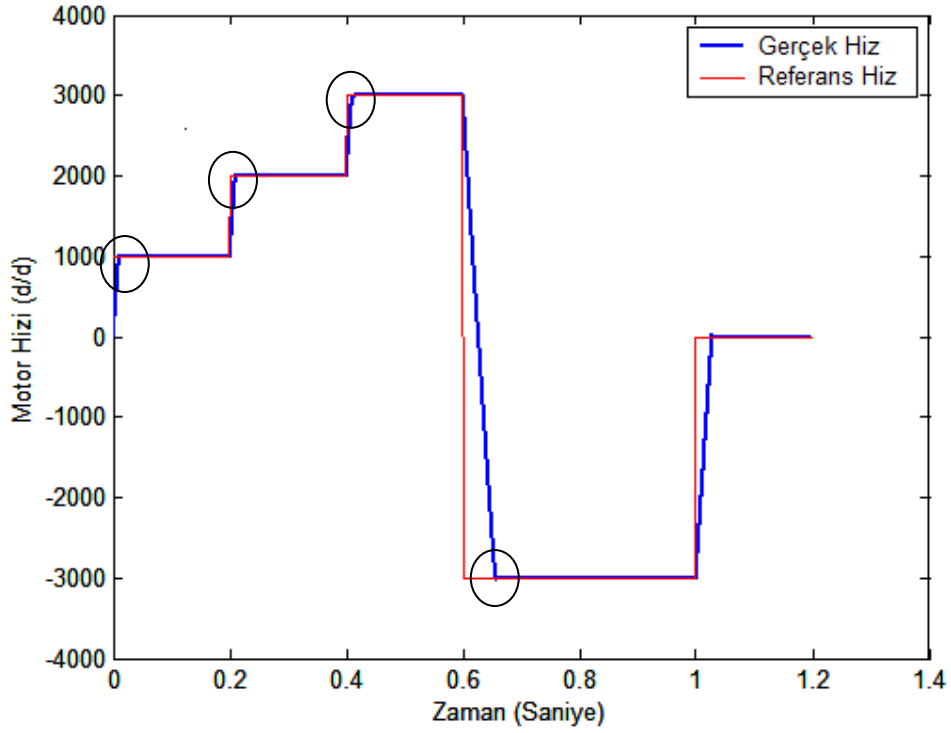
Şekil 4.29c'de motor hızı 2000 d/d'dan 3000 d/d'ya %0,087'lik bir aşma ile 0,0751

sn'lik yükselme süresi ve 0,0762 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Şekil 4.30'da faz akımlarının geçici durumda 50 A, sürekli durumda 40 A olduğu görülmektedir.

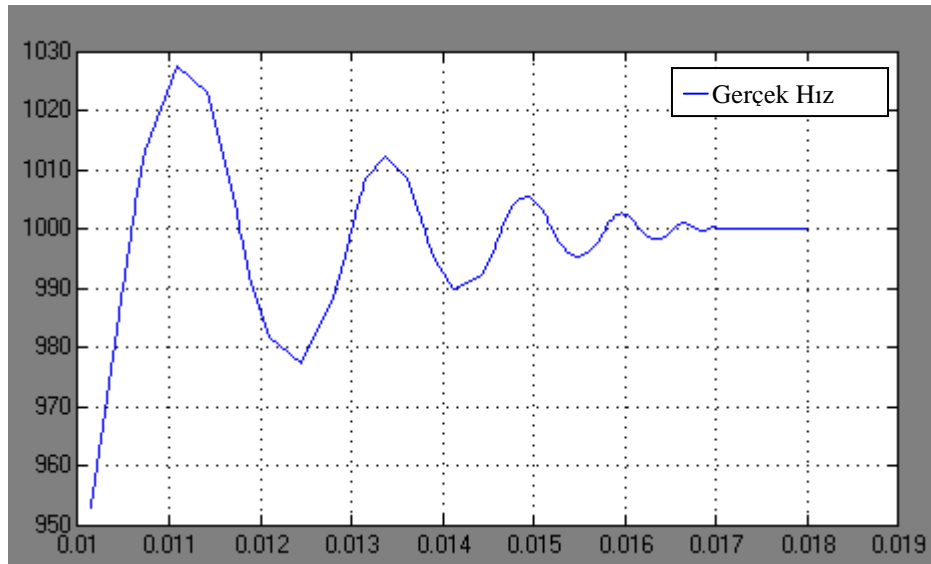
Şekil 4.29d'de referans hızın 3000 d/d'dan ters yönde 3000 d/d'ya ulaşması sırasındaki salınımı görülmektedir. Motor istenilen referans hıza %0,213'lük bir aşma ile 0,1642 sn'lik yükselme süresi ve 0,1657 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Çekilen faz akımları ise geçici durumda 50 A, sürekli durumda 40 A'dir (Şekil 4.30).

Şekil 4.35'de motorun tam yük altında da maksimum elektromanyetik moment ile kalkındığı ve motor hızının istenilen referans değerlere ulaşmaya kadar, torkta dalgalanmalar oluştuğu daha net gözlenmektedir. Motor hızı referans değerlere ulaştığında ise üretilen elektromanyetik moment 6 Nm'lik yük momentini karşılayacak seviyededir.

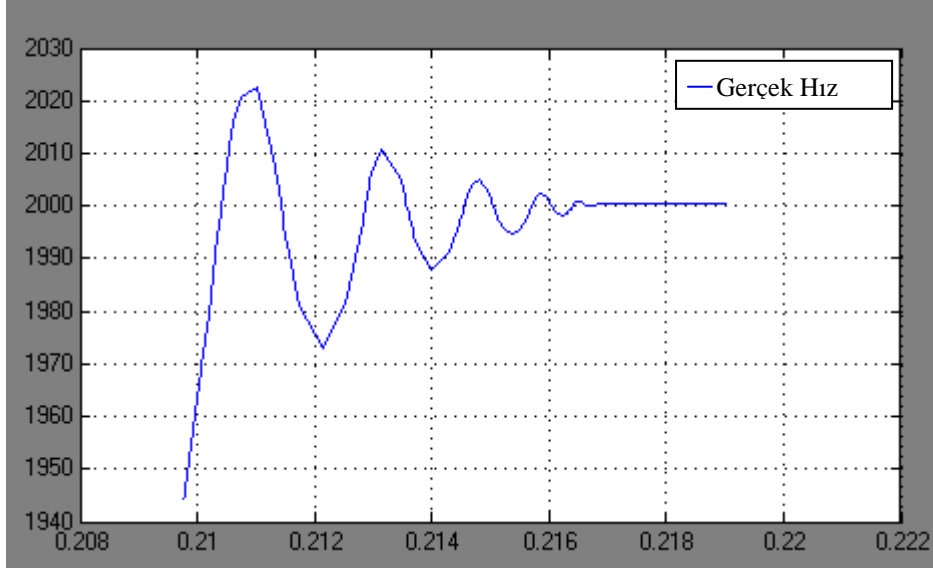
Şekil 4.37'de motorun ani olarak darbeli yükü yüklenmesi sonucunda, motor hızının referans hızı izleme başarımı görülmektedir. Motor 3000 d/d'lık sabit referans hızla hareket ederken, ani olarak Şekil 4.44'de gösterilen darbeli yüke maruz kalmaktadır. Şekil 4.37a'da motor 6 Nm'lik darbeli yük ile yüklendiğinde, motor hızı yükün etkisiyle %2,273'lük bir düşme ile 0,0018 sn'lik düşme süresi ve 0,0332 sn'lik toparlanma süresi sonunda referans hızı izleyebilmektedir. Şekil 4.38'de de görüldüğü gibi yükün uygulandığı 0,45'nci saniyede motor akımları yükselmekte ve motor 50 A civarında akım çekmektedir. Fakat sürekli durumda PI denetleyicinin yeterli referans akımı üretmesi sonucu akımlar 45 A civarına düşmektedir. Motora uygulanan yükün kalkması sonucu ise stator faz akımları sürekli durumda 1,4 A seviyelerine gelmektedir.



Şekil 4.13. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda referans hız ve gerçek hız sinyalleri



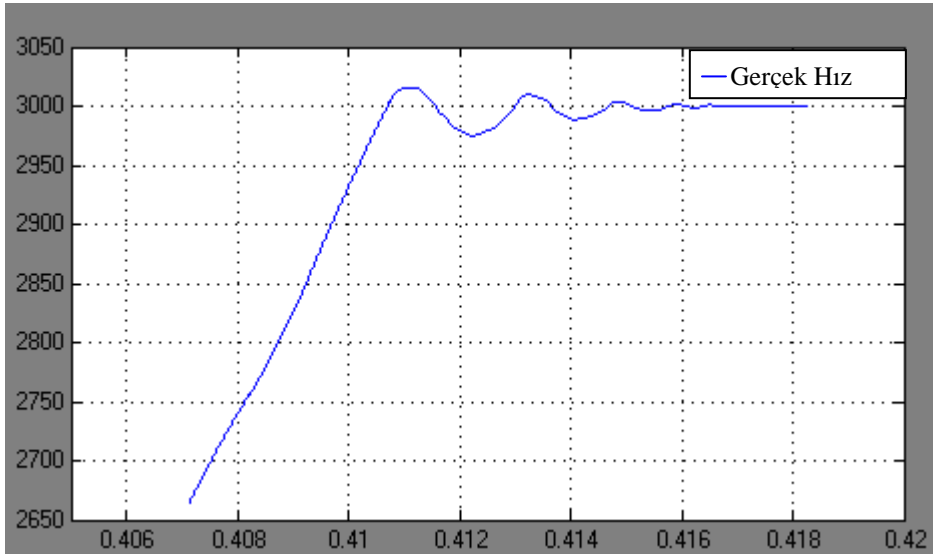
Şekil 4.13a. Motorun 1000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması  
Yükselme süresi : 0.011 sn  
Yerleşme süresi : 0.017 sn



Şekil 4.13b. Motorun 1000 d/d referans hızdan, 2000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.211 - 0.2 = 0.011$  sn

Yerleşme süresi :  $0.217 - 0.2 = 0.017$  sn

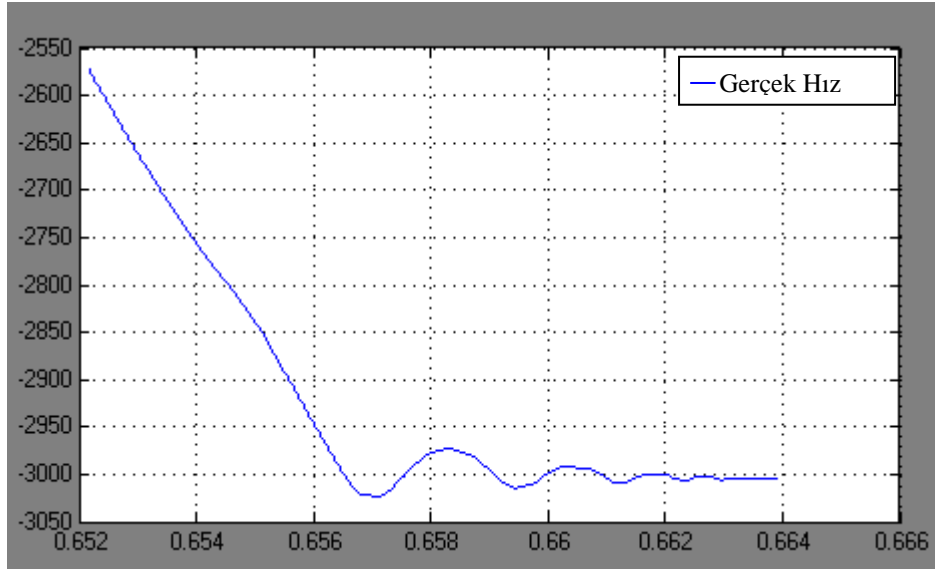


Şekil 4.13c. Motorun 2000 d/d referans hızdan, 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.411 - 0.4 = 0.011$  sn

Yerleşme süresi :  $0.417 - 0.4 = 0.017$  sn

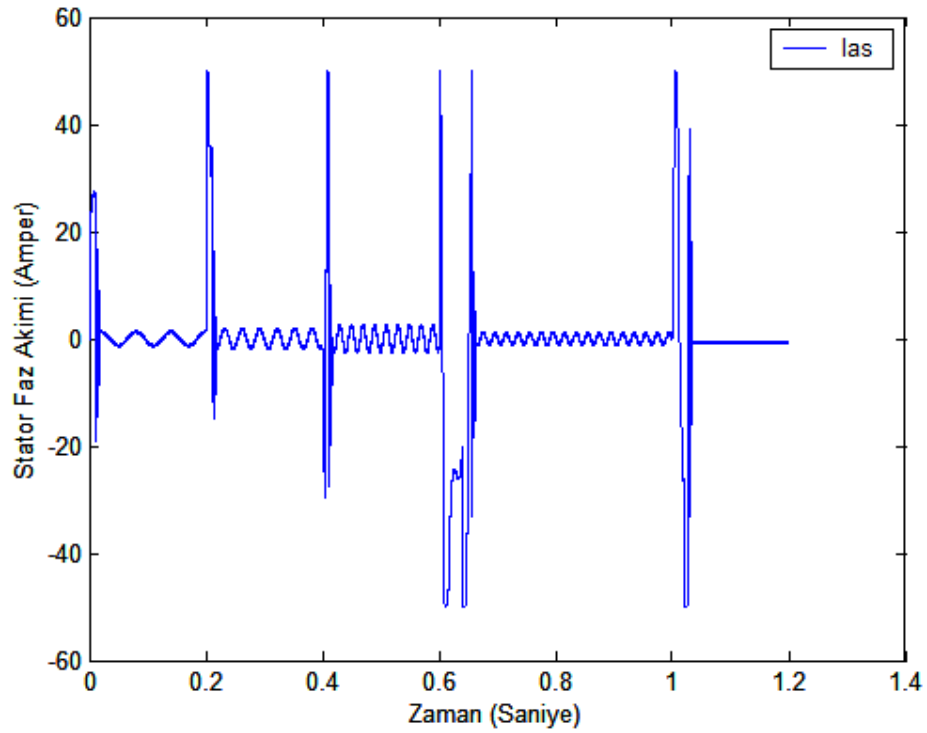




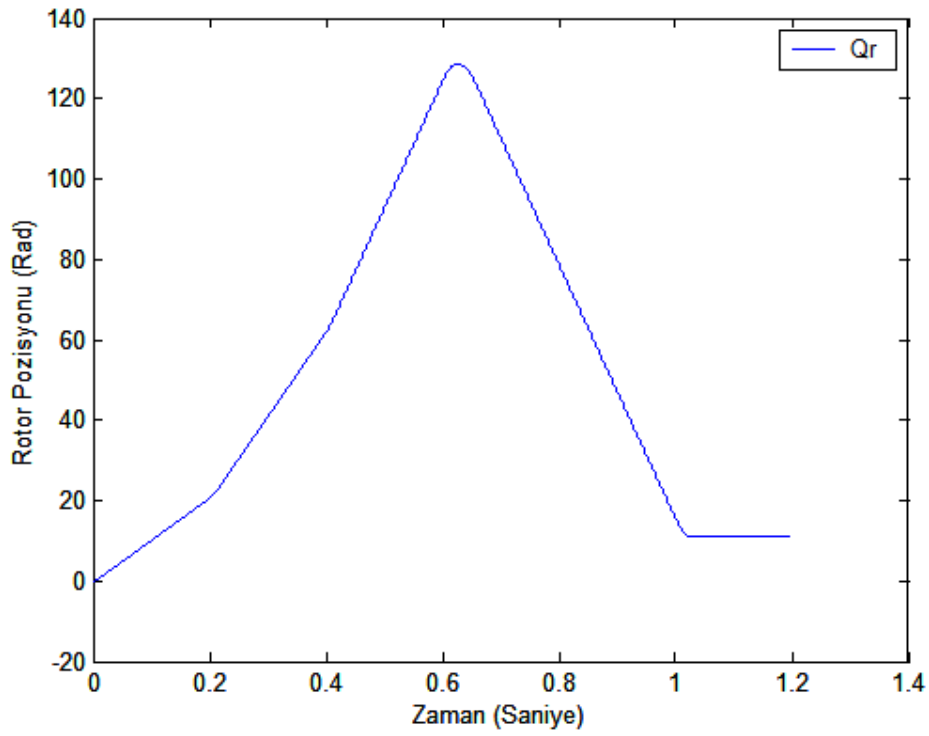
Şekil 4.13d. Motorun 3000 d/d referans hızdan, ters yönde 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.657 - 0.6 = 0.057$  sn

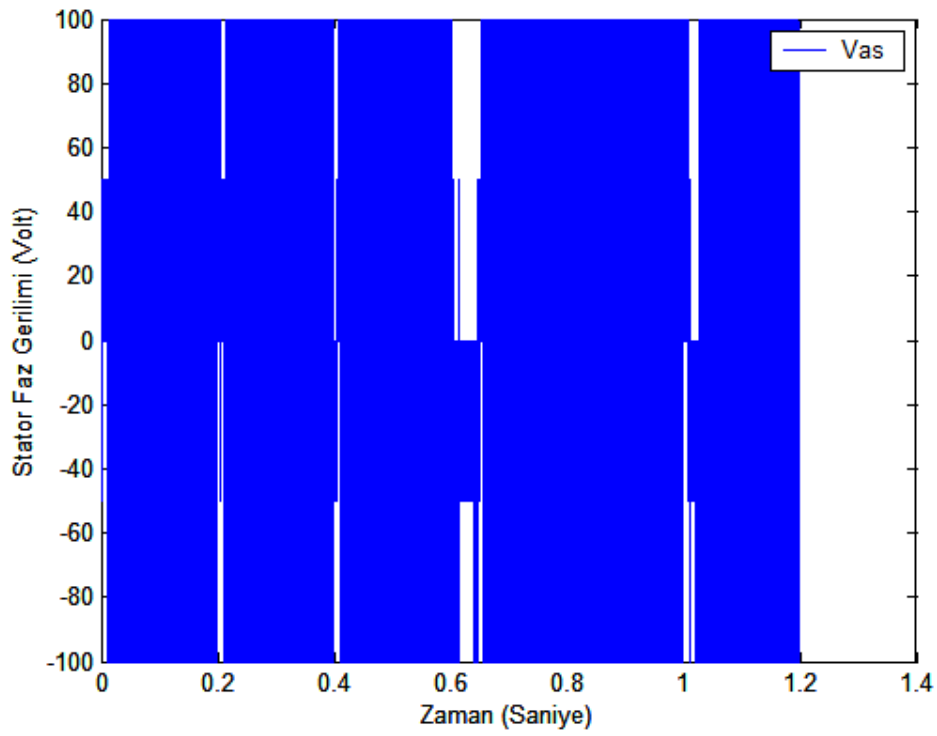
Yerleşme süresi :  $0.663 - 0.6 = 0.063$  sn



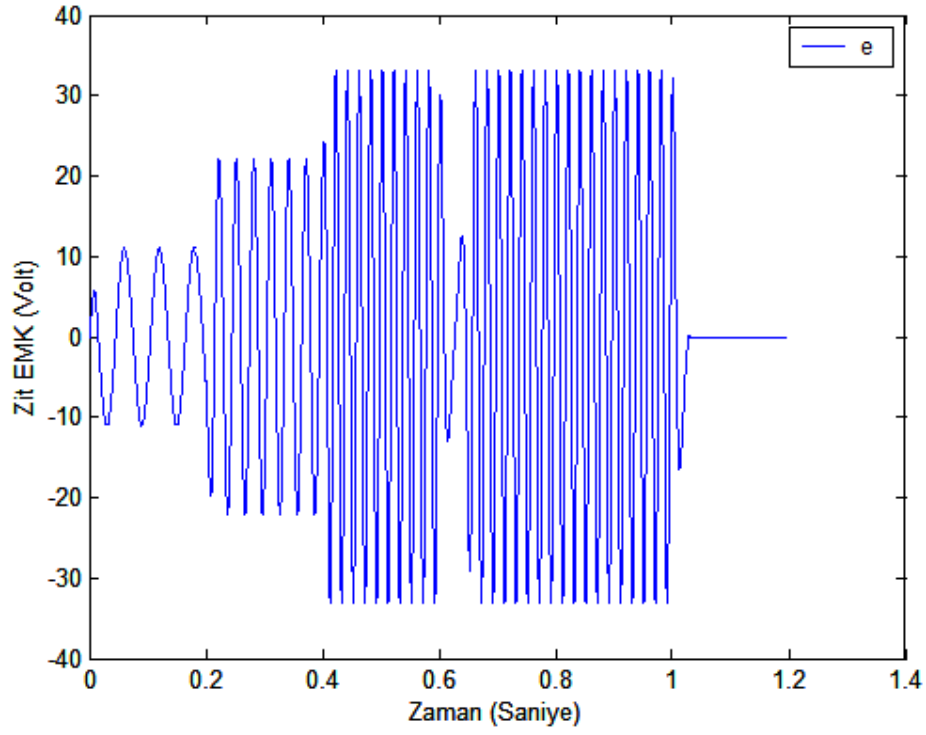
Şekil 4.14. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda stator faz akımı



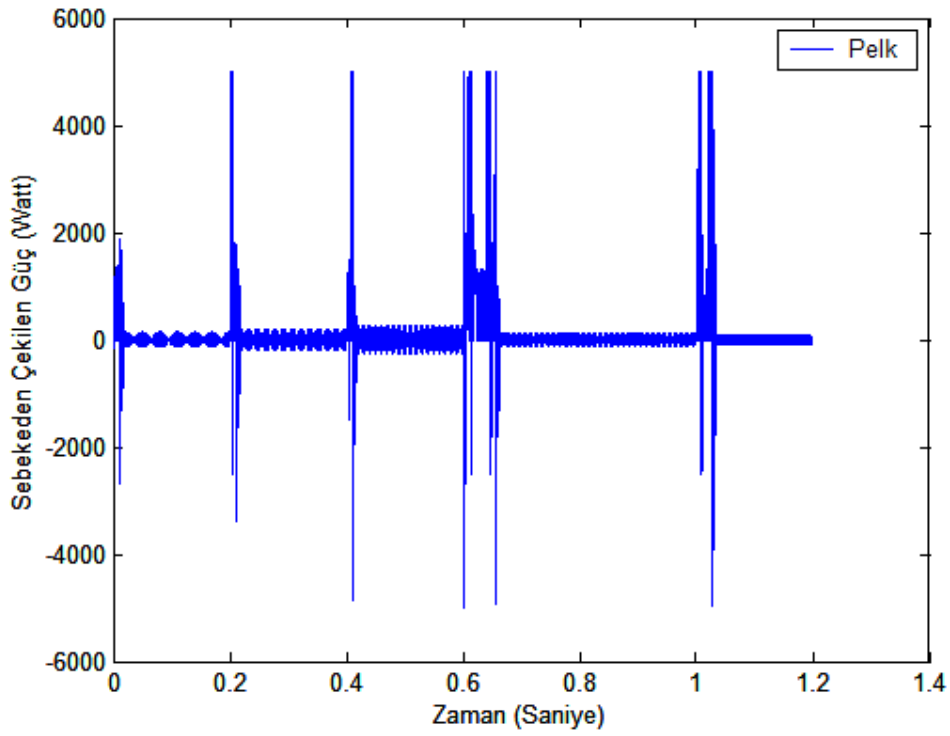
Şekil 4.15. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda rotor pozisyonu



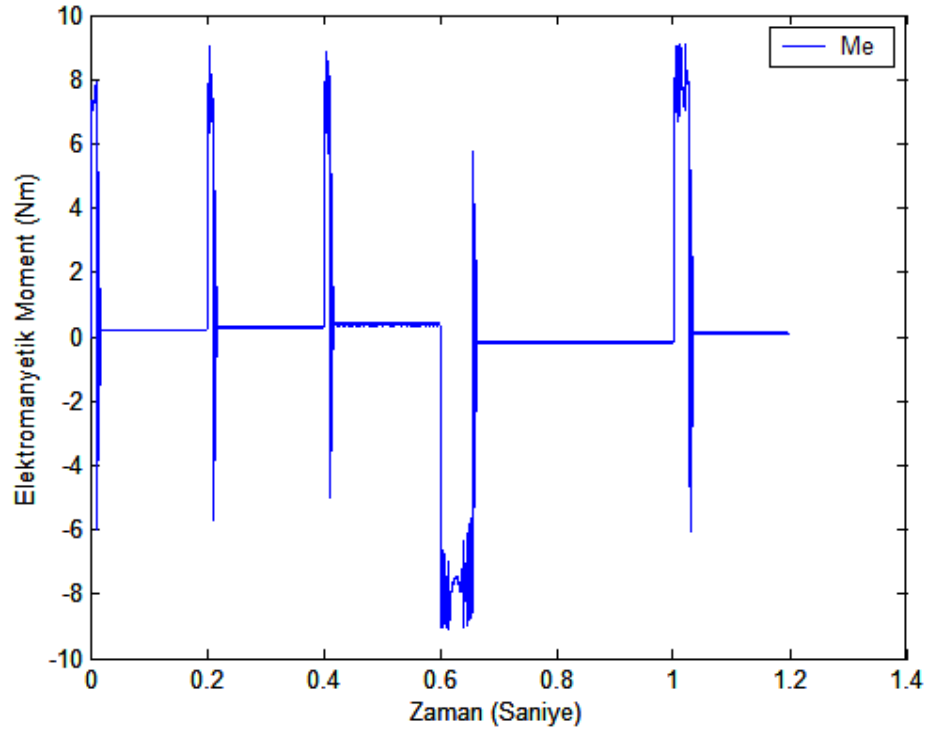
Şekil 4.16. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda stator faz gerilimi



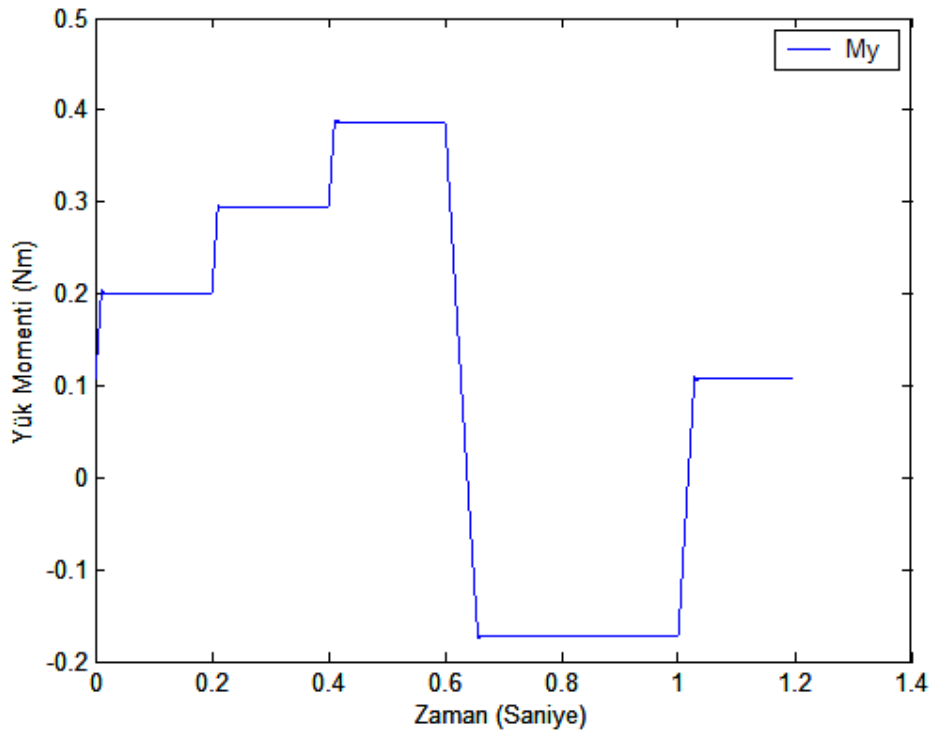
Şekil 4.17. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda zıt EMK gerilimi



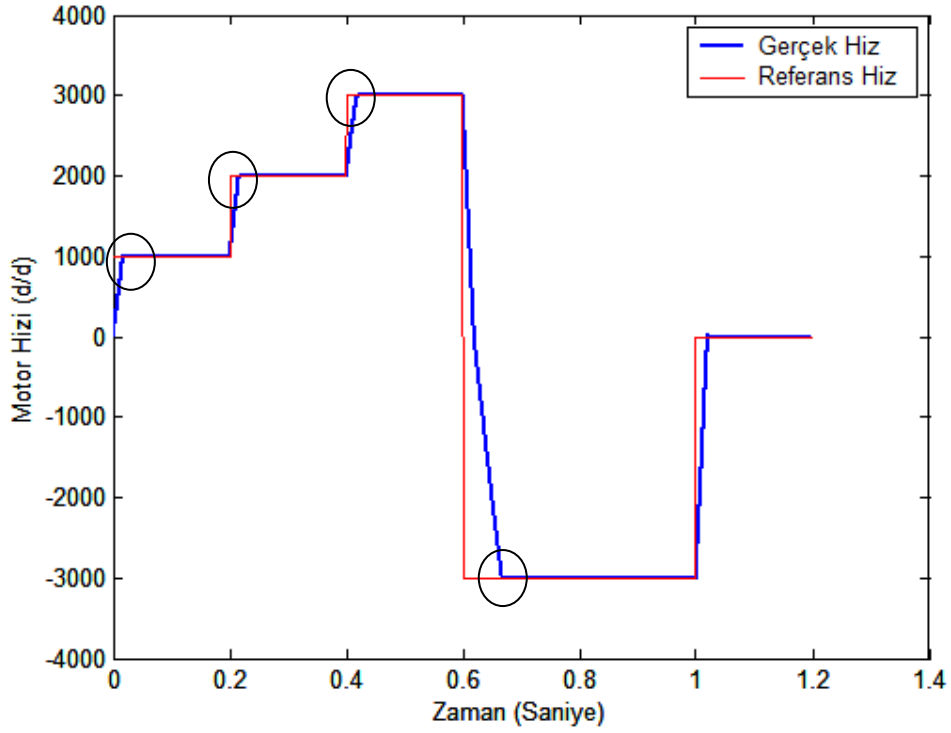
Şekil 4.18. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda şebekeden çektiği güç



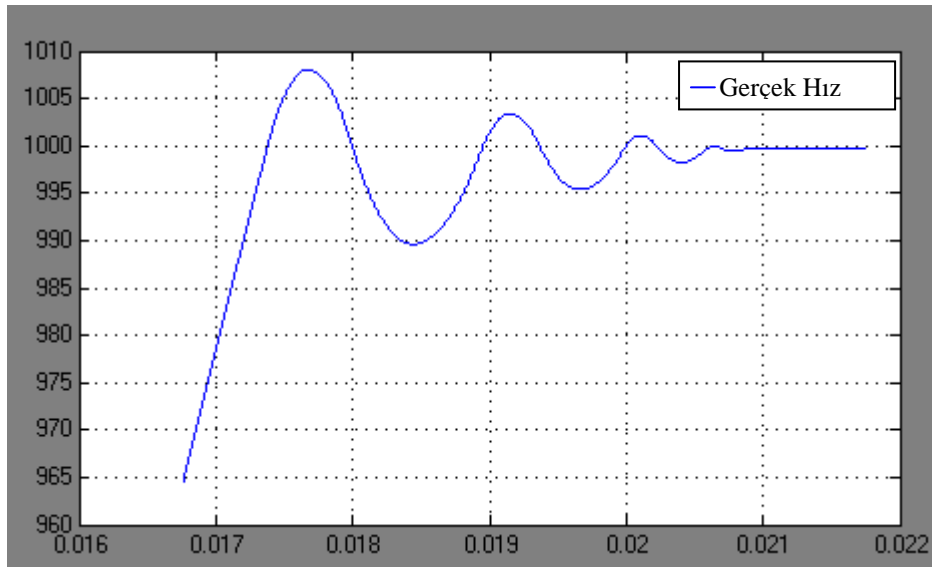
Şekil 4.19. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda elektromanyetik momenti



Şekil 4.20. Fırçasız DA motorunun yüksüz durumda yük momenti



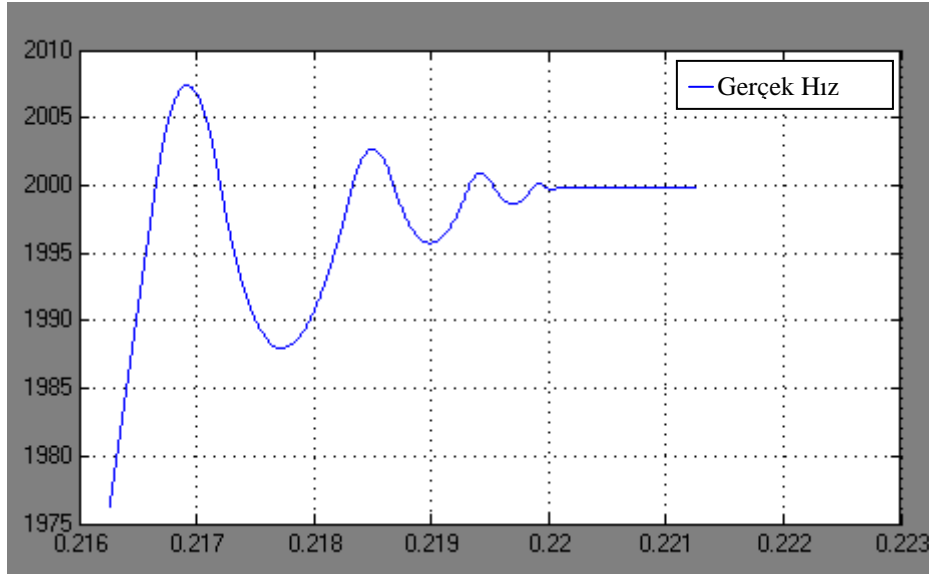
Şekil 4.21. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte referans hız ve gerçek hız sinyalleri



Şekil 4.21a. 3 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi : 0.0177 sn

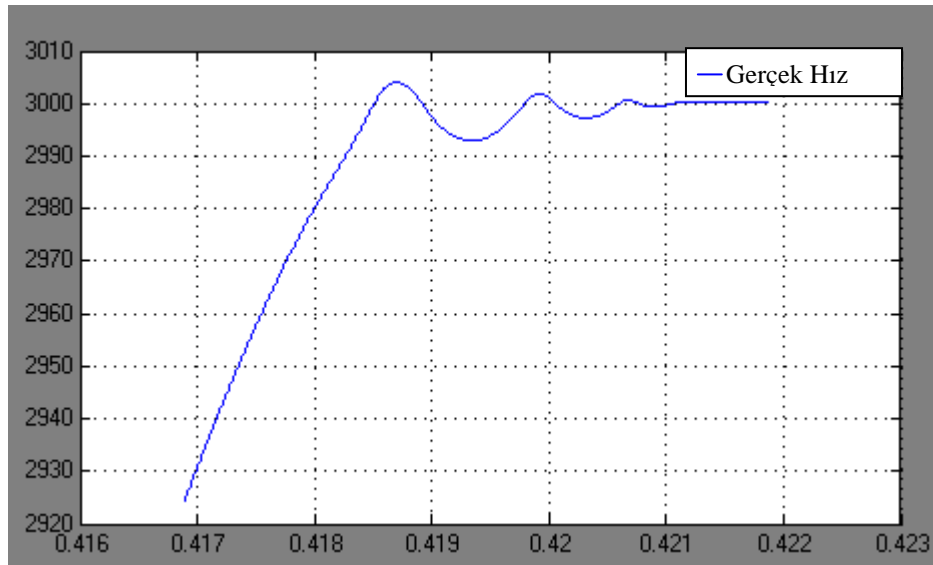
Yerleşme süresi : 0.0209 sn



Şekil 4.21b. 3 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hızdan, 2000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.2169 - 0.2 = 0.0169$  sn

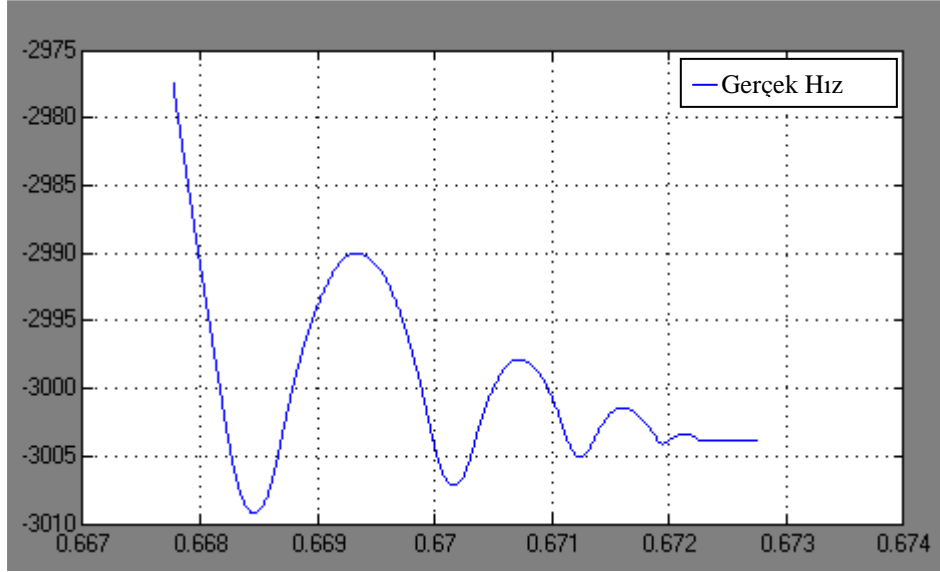
Yerleşme süresi :  $0.2201 - 0.2 = 0.0201$  sn



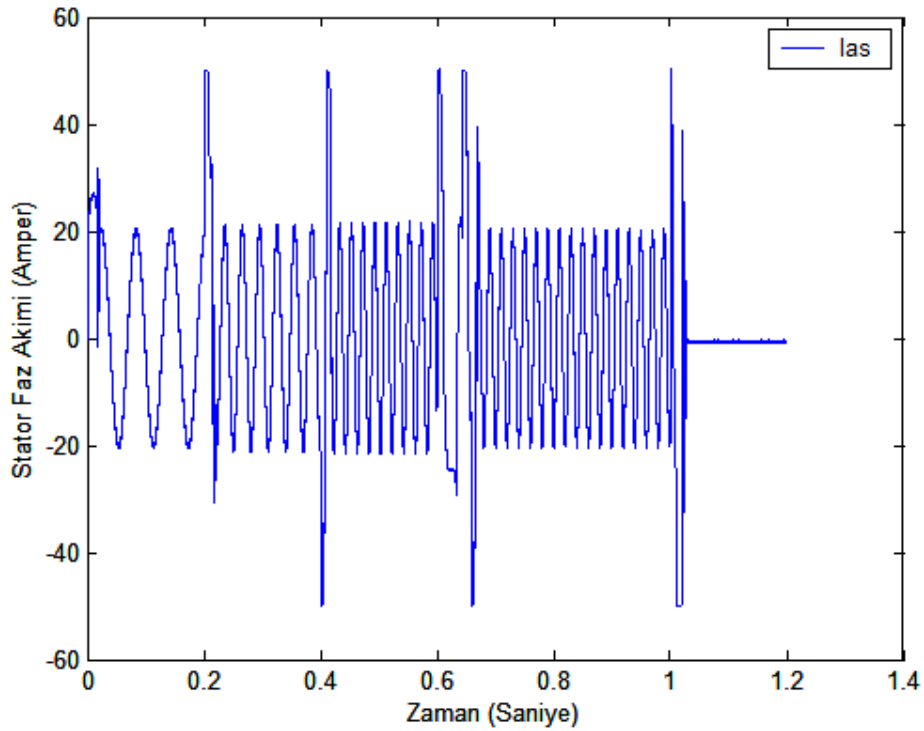
Şekil 4.21c. 3 Nm'lik yük durumunda motorun 2000 d/d referans hızdan, 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.4187 - 0.4 = 0.0187$  sn

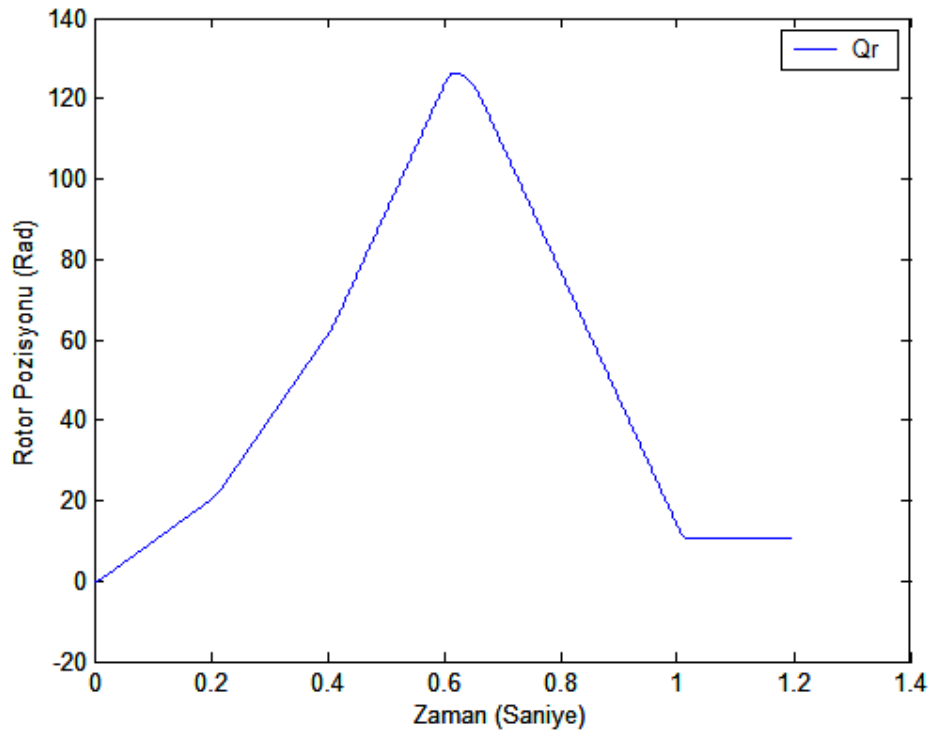
Yerleşme süresi :  $0.4211 - 0.4 = 0.0211$  sn



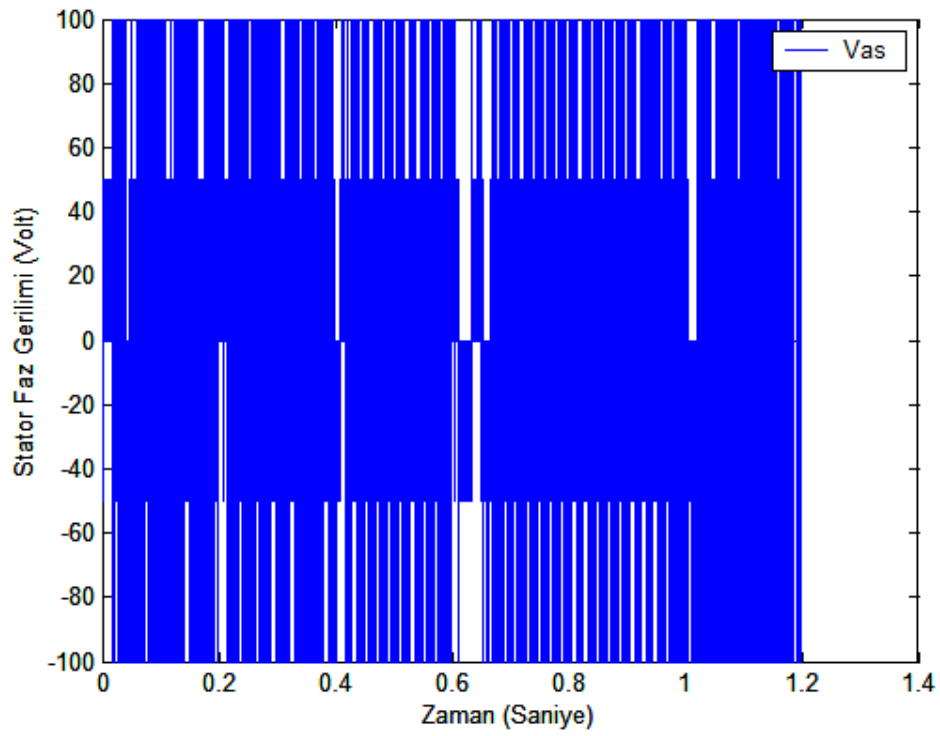
Şekil 4.21d. 3 Nm'lik yük durumunda motorun 3000 d/d referans hızdan, ters yönde 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması  
 Yükselme süresi :  $0.6685 - 0.6 = 0.0685$  sn  
 Yerleşme süresi :  $0.6723 - 0.6 = 0.0723$  sn



Şekil 4.22. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte stator faz akımı

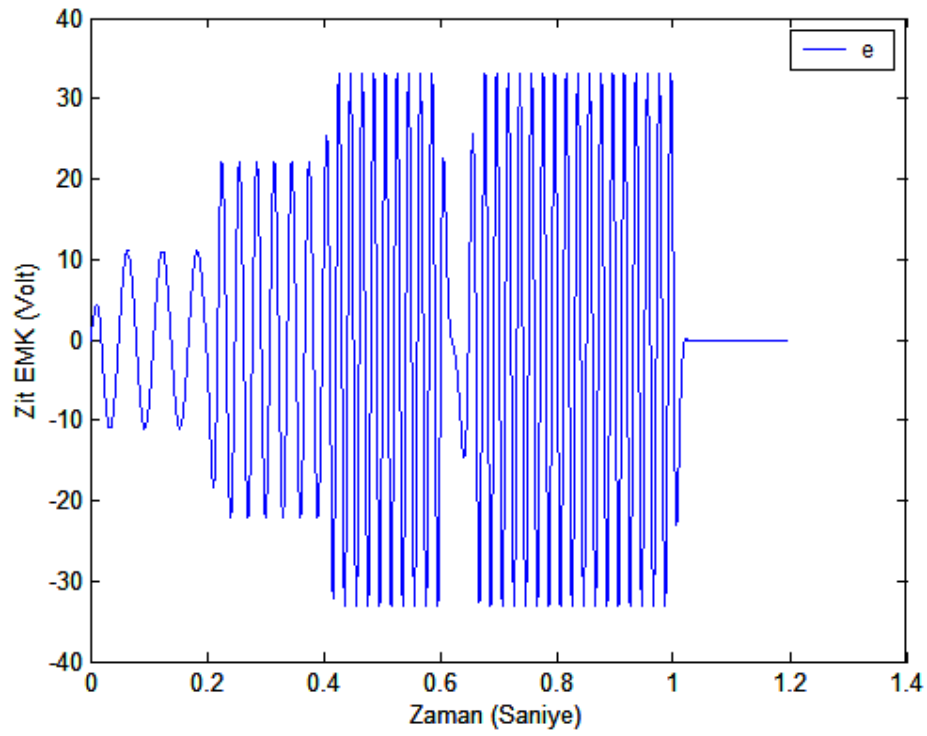


Şekil 4.23. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte rotor pozisyonu

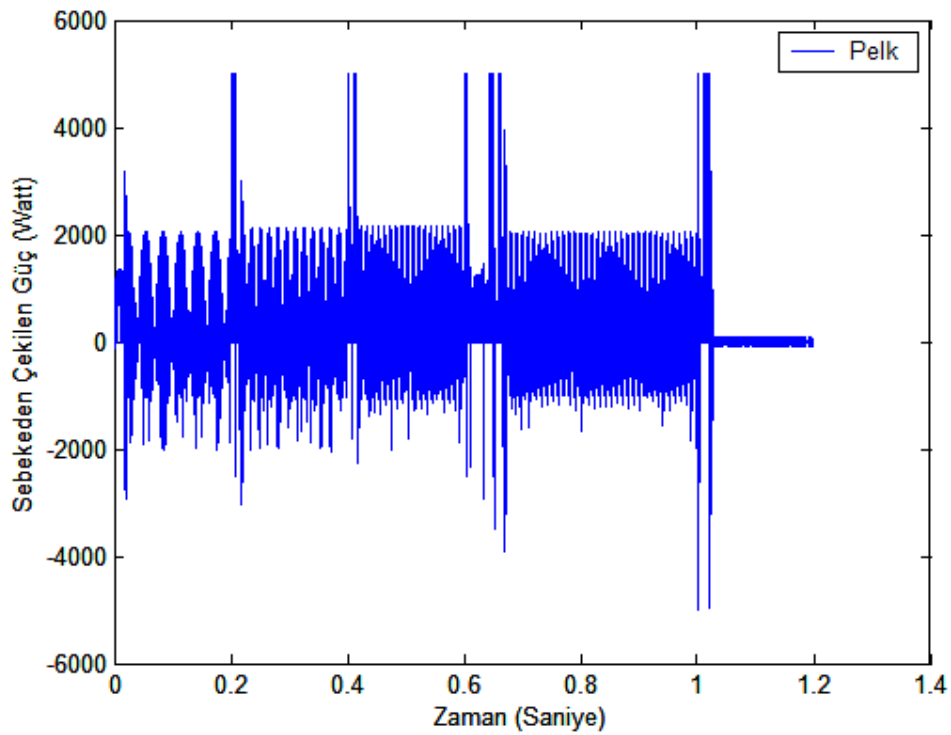


Şekil 4.24. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte stator faz gerilimi

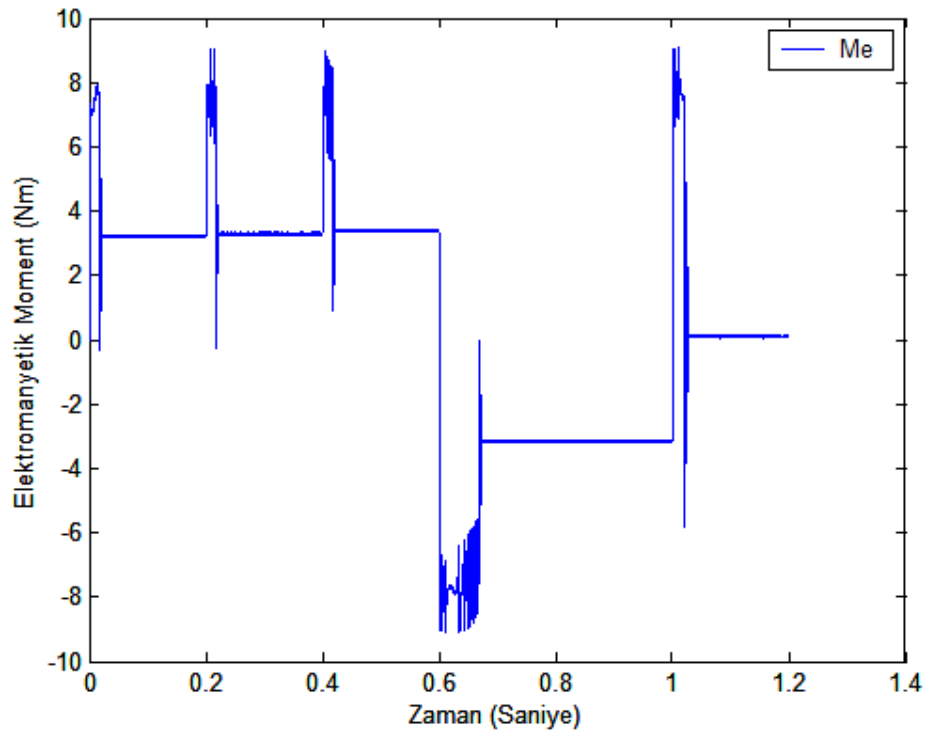




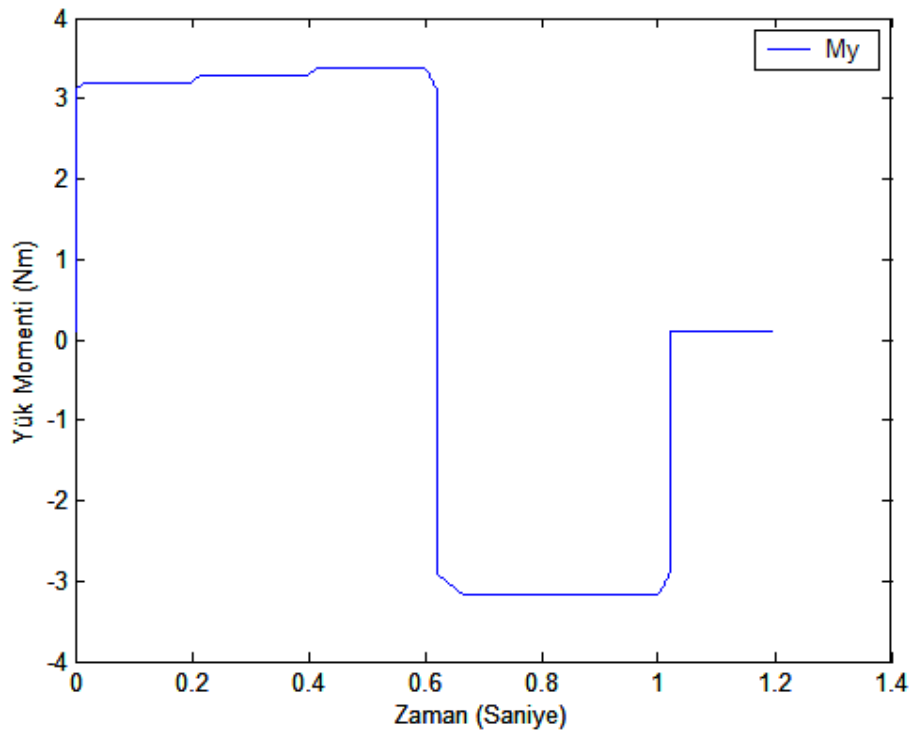
Şekil 4.25. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte zıt EMK Gerilimi



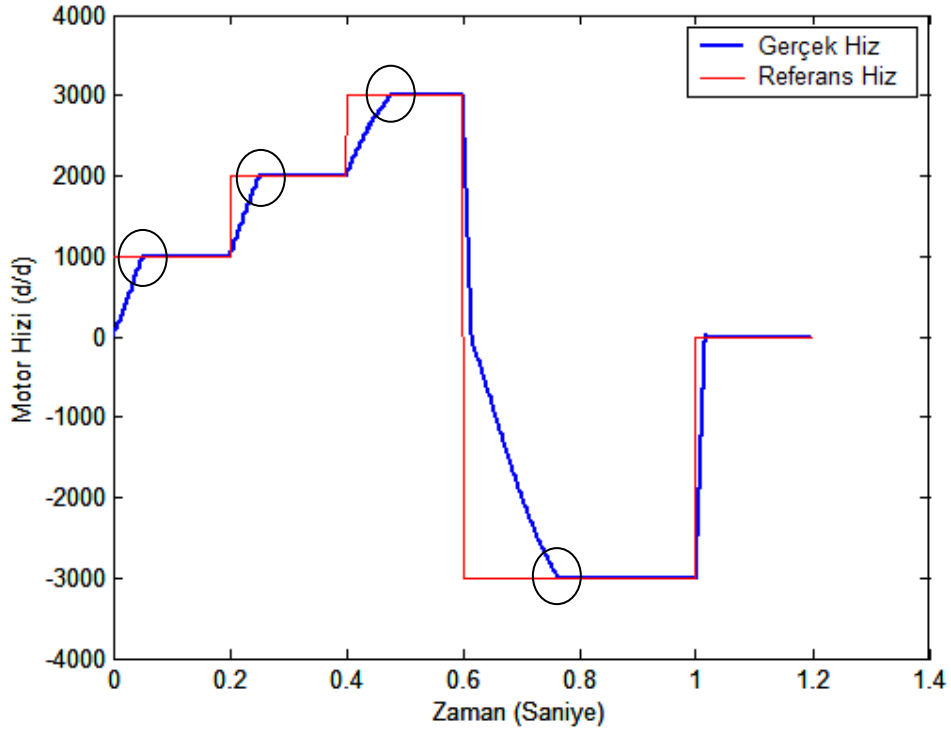
Şekil 4.26. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte şebekeden çektiği Güç



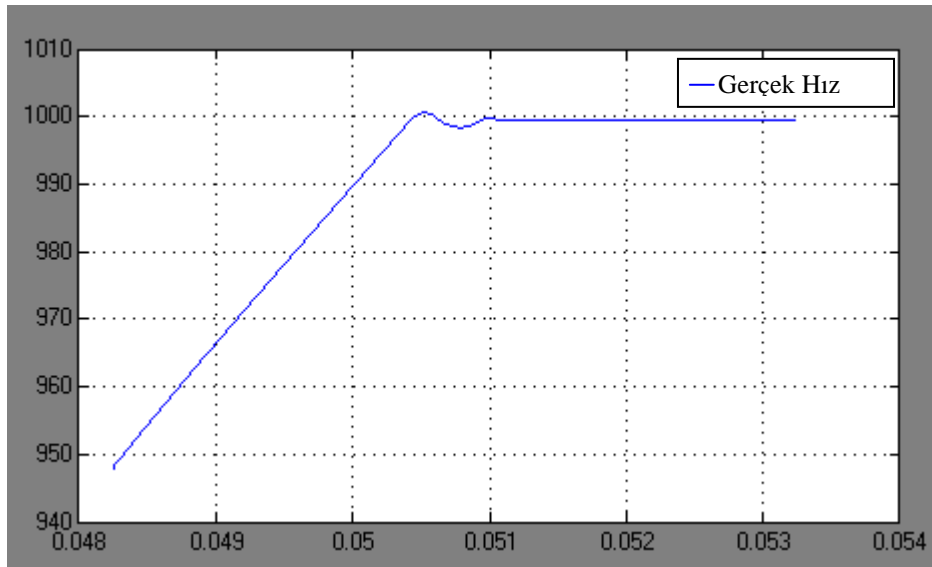
Şekil 4.27. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte elektromanyetik momenti



Şekil 4.28. Fırçasız DA motorunun 3 Nm'lik yükte yük momenti



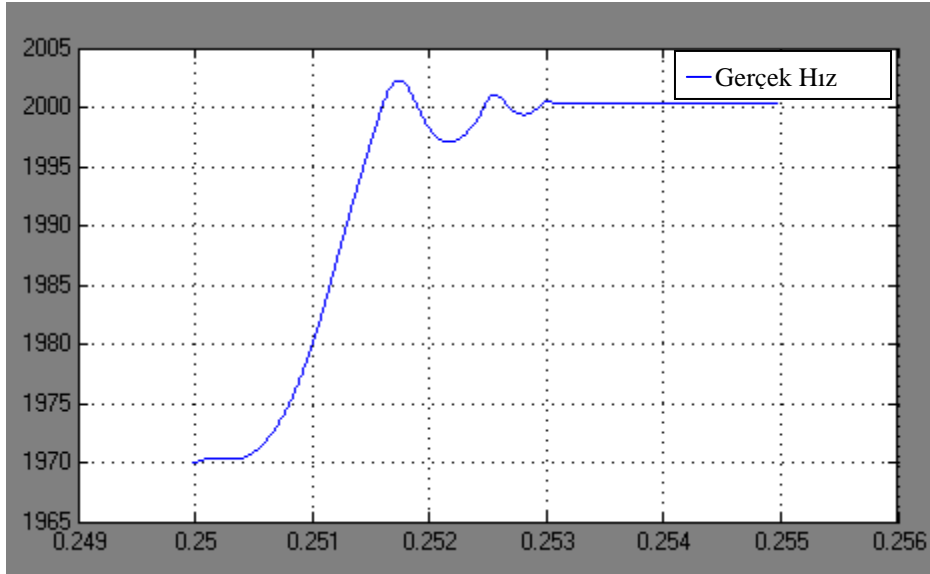
Şekil 4.29. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte referans hız ve gerçek hız sinyalleri



Şekil 4.29a. 6 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi : 0.0505 sn

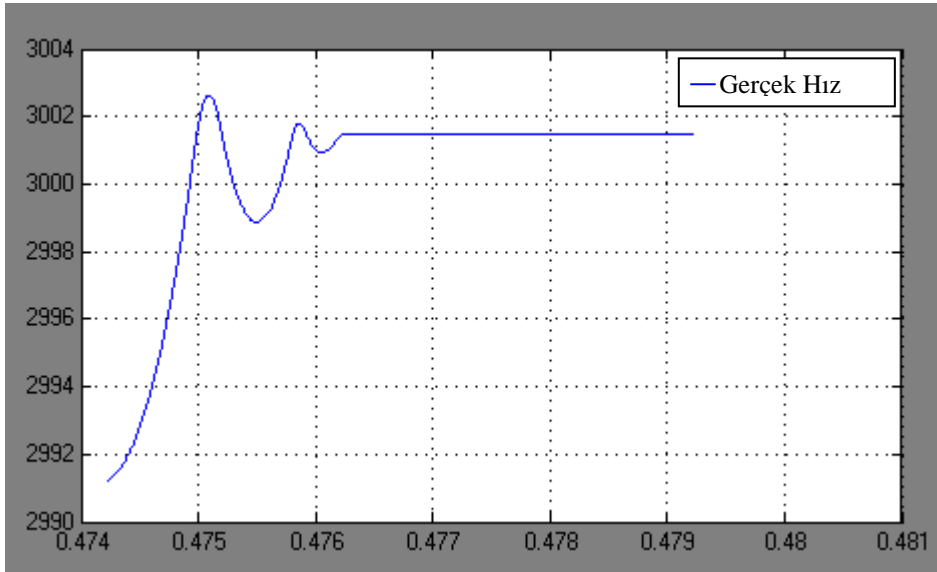
Yerleşme süresi : 0.0512 sn



Şekil 4.29b. 6 Nm'lik yük durumunda motorun 1000 d/d referans hızdan, 2000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.2517 - 0.2 = 0.0517$  sn

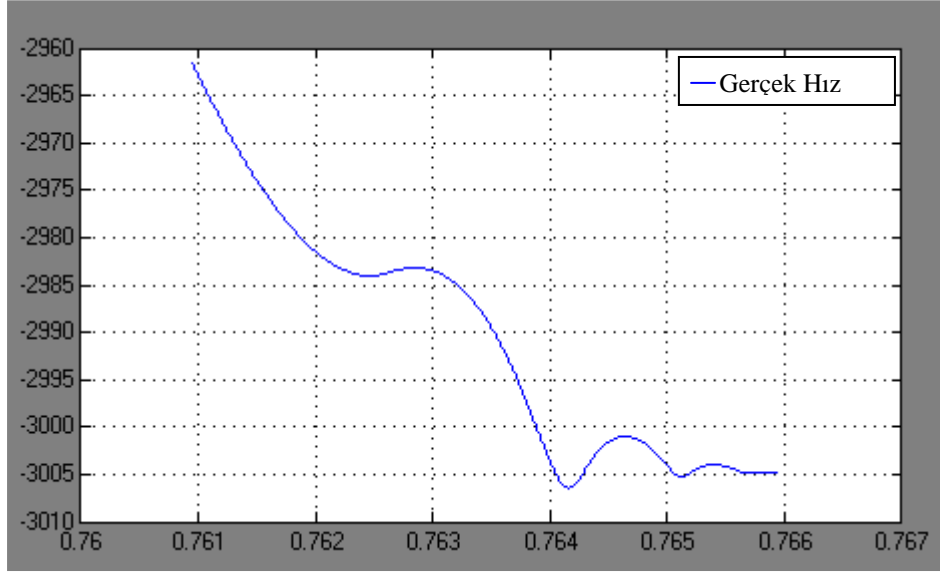
Yerleşme süresi :  $0.2531 - 0.2 = 0.0531$  sn



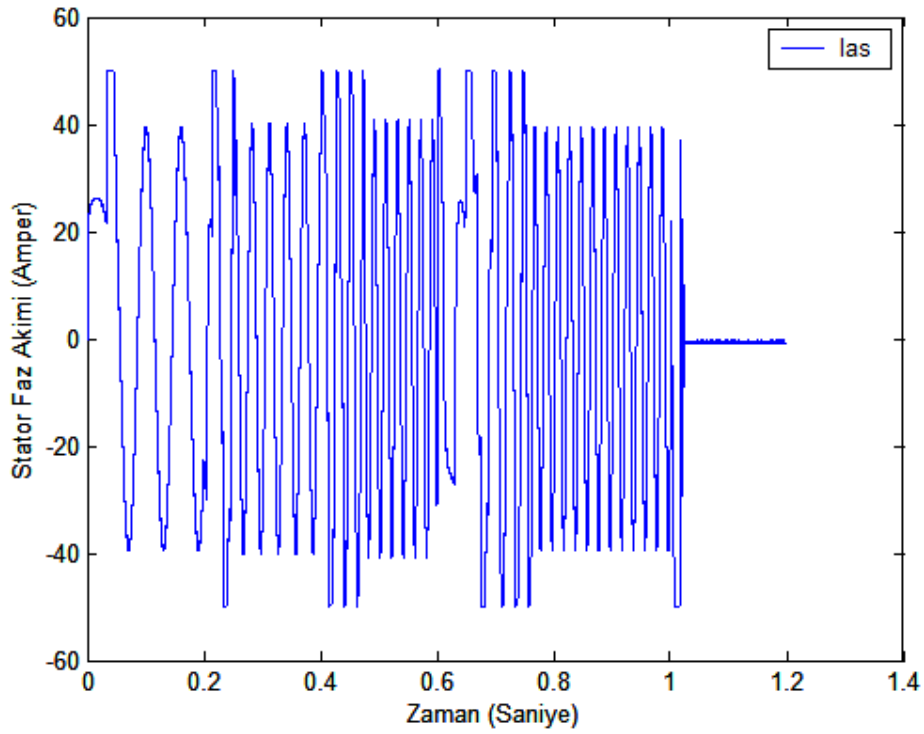
Şekil 4.29c. 6 Nm'lik yük durumunda motorun 2000 d/d referans hızdan, 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalanması

Yükselme süresi :  $0.4751 - 0.4 = 0.0751$  sn

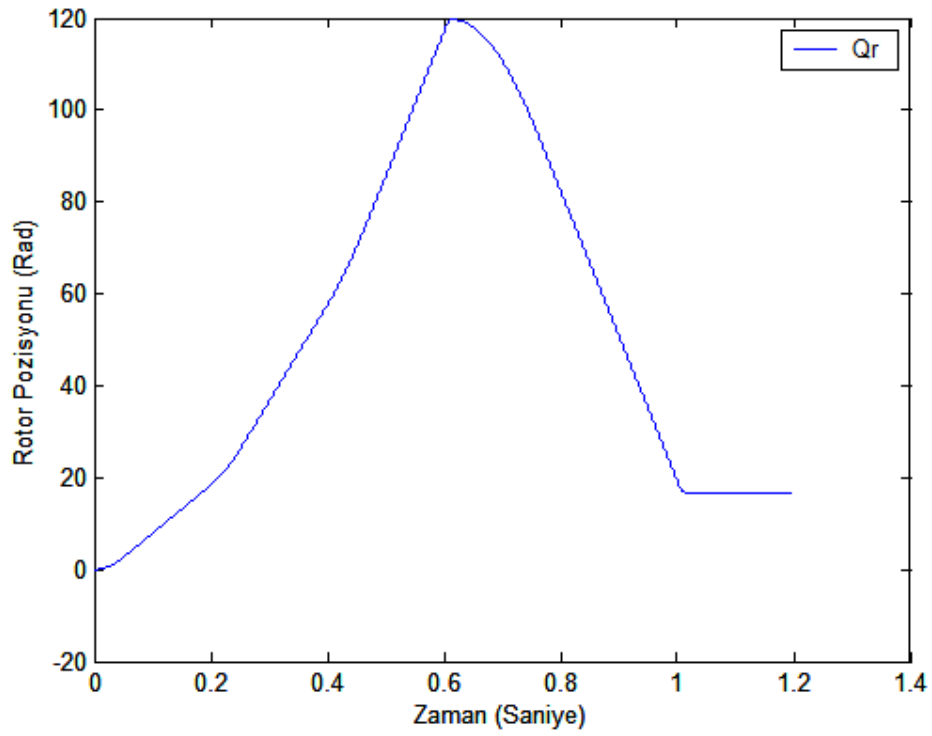
Yerleşme süresi :  $0.4762 - 0.4 = 0.0762$  sn



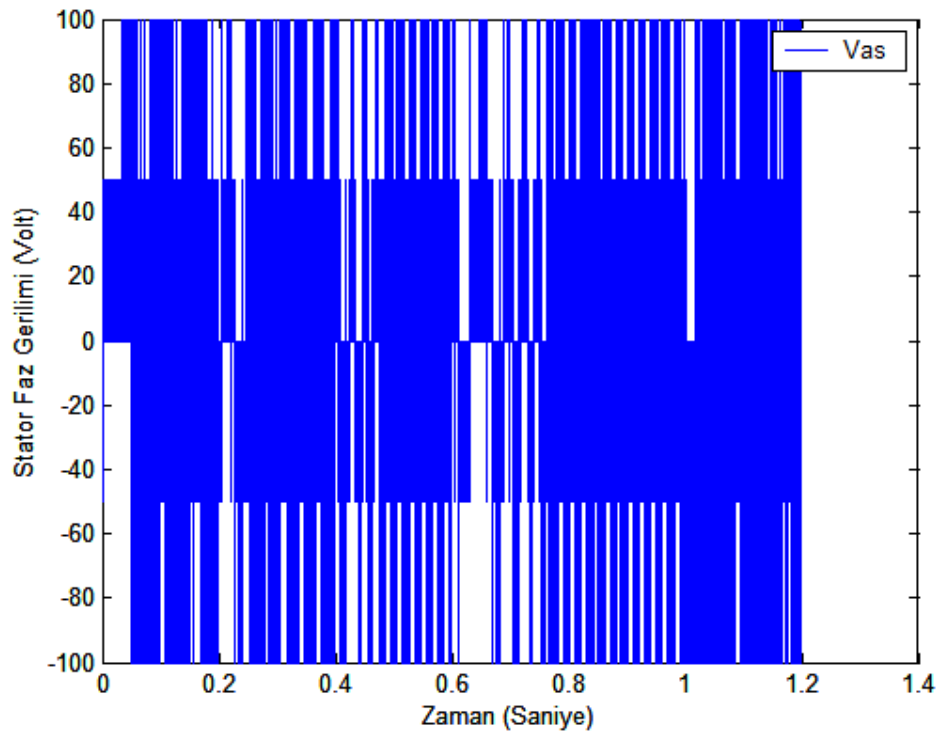
Şekil 4.29d. 6 Nm'lik yük durumunda motorun 3000 d/d referans hızdan, ters yönde 3000 d/d referans hıza ulaşması sırasındaki dalgalandığı  
 Yükselme süresi :  $0.7642 - 0.6 = 0.1642$  sn  
 Yerleşme süresi :  $0.7657 - 0.6 = 0.1657$  sn



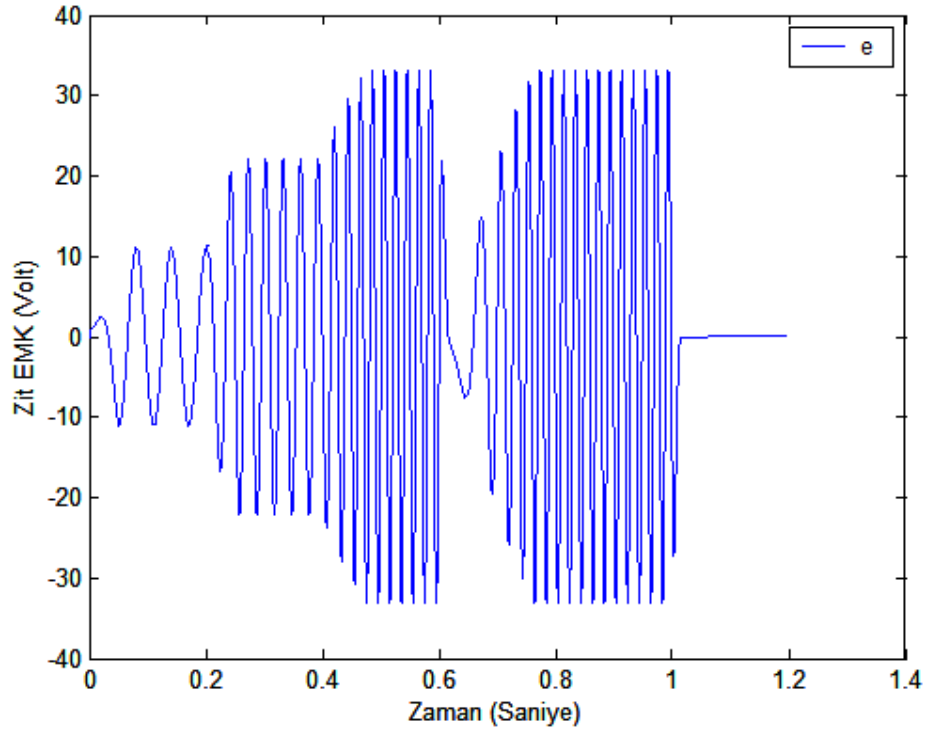
Şekil 4.30. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte stator faz akımı



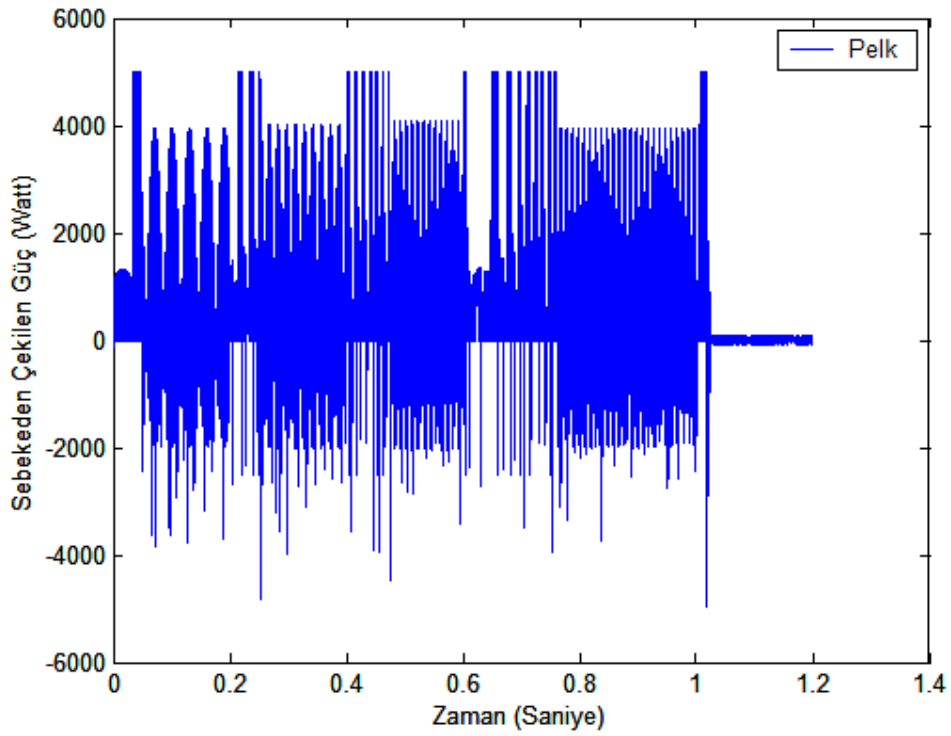
Şekil 4.31. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte rotor pozisyonu



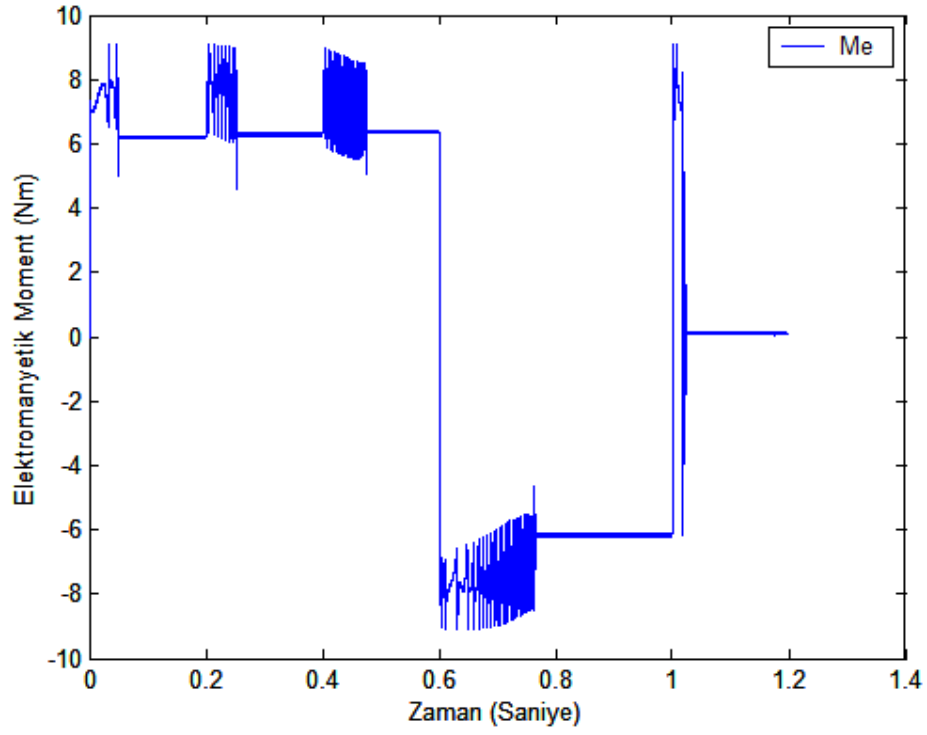
Şekil 4.32. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte stator faz gerilimi



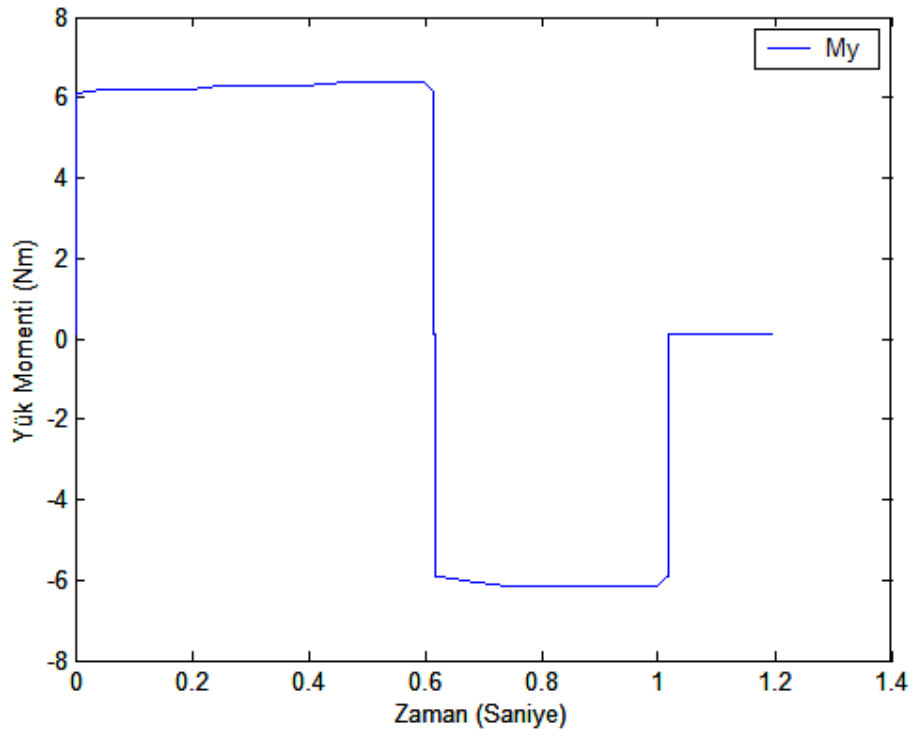
Şekil 4.33. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte zıt EMK gerilimi



Şekil 4.34. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte şebekeden çektiği güç

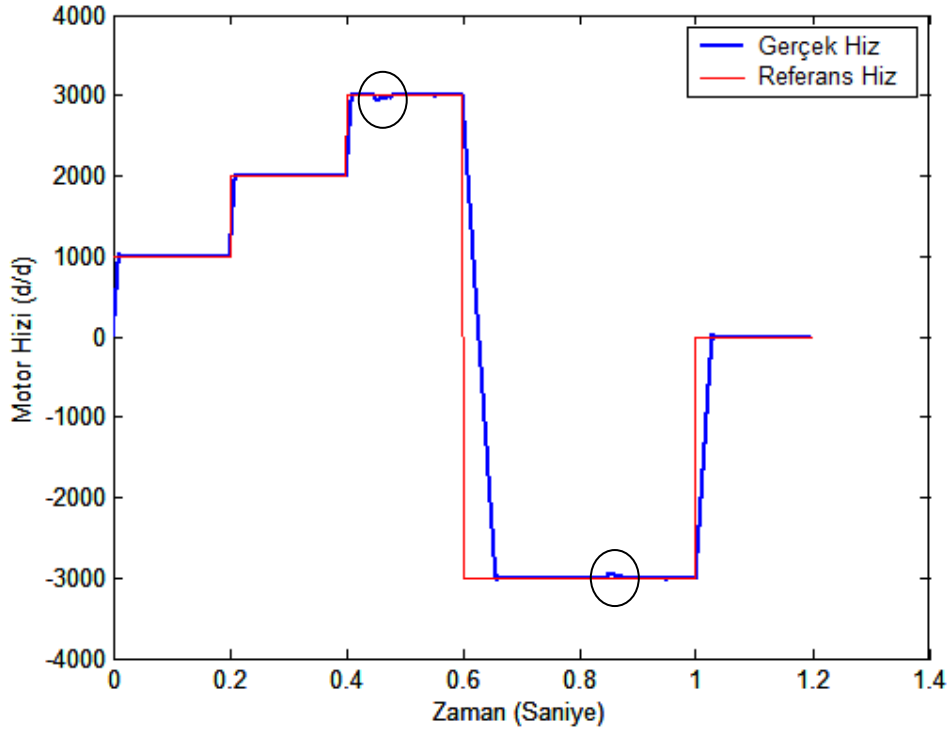


Şekil 4.35. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte elektromanyetik momenti

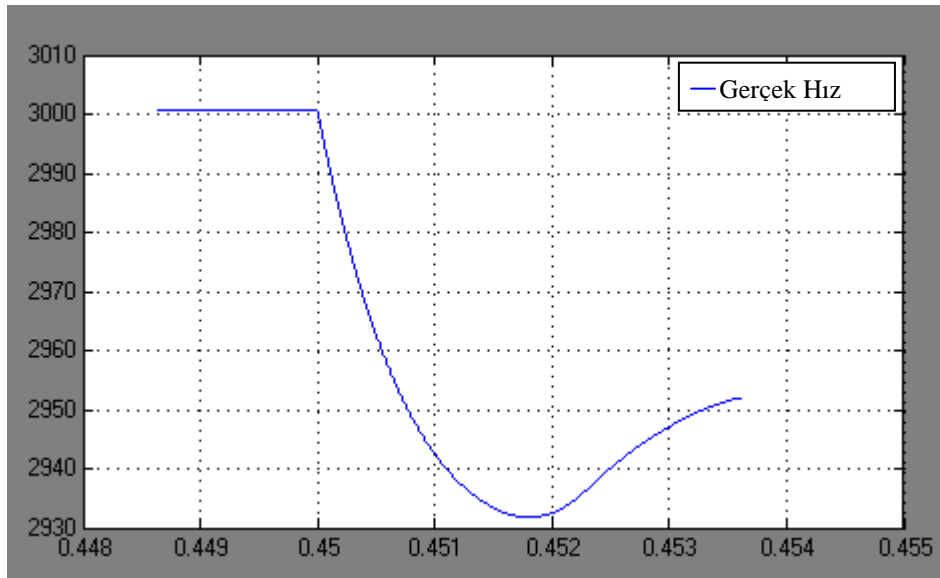


Şekil 4.36. Fırçasız DA motorunun 6 Nm'lik yükte yük momenti





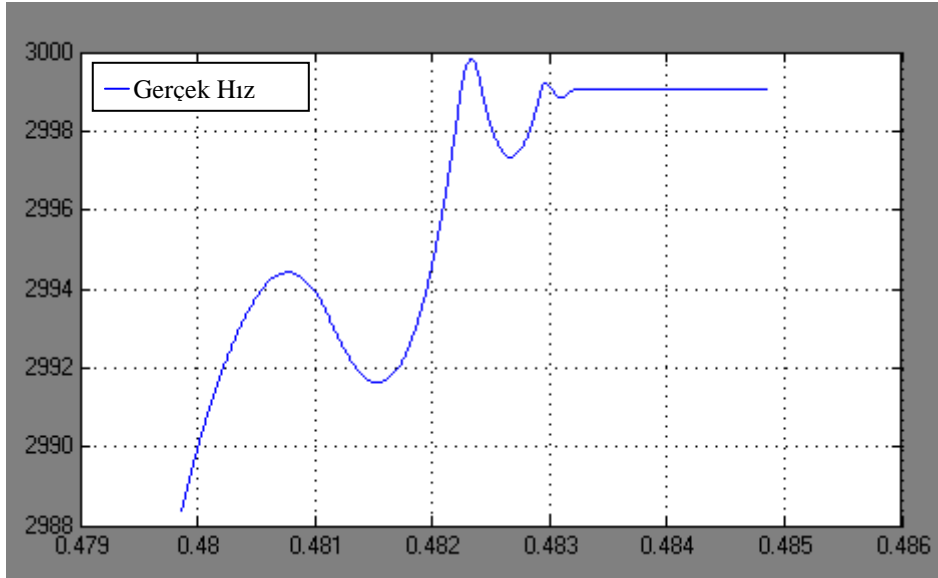
Şekil 4.37. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte referans hız ve gerçek hız sinyalleri



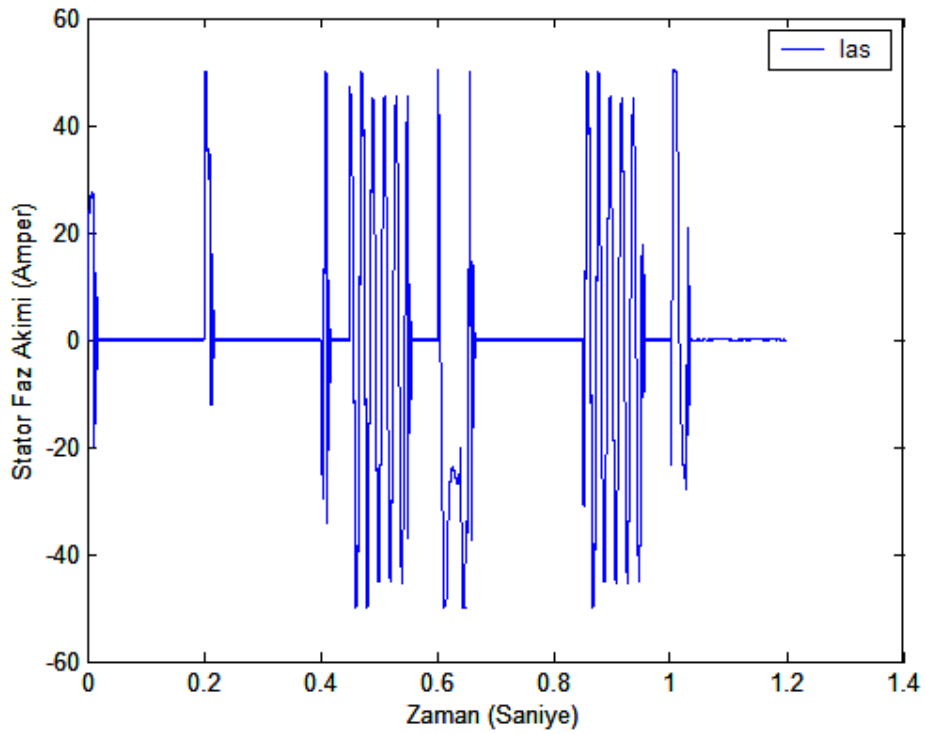
Şekil 4.37a. 3000 d/d senkron hızda hareket eden motorun 6 Nm'lik darbeli yükle yüklenme anı

Darbeli yükün yüklenme anı : 0.45'nci sn

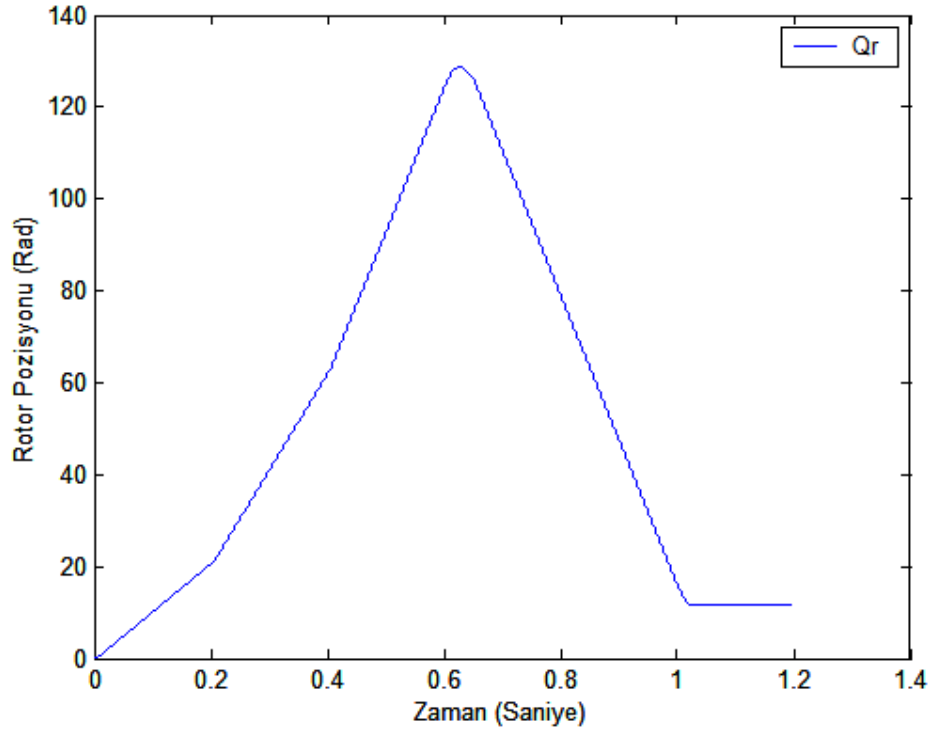
Düşme süresi :  $0.4518 - 0.45 = 0.0018$  sn



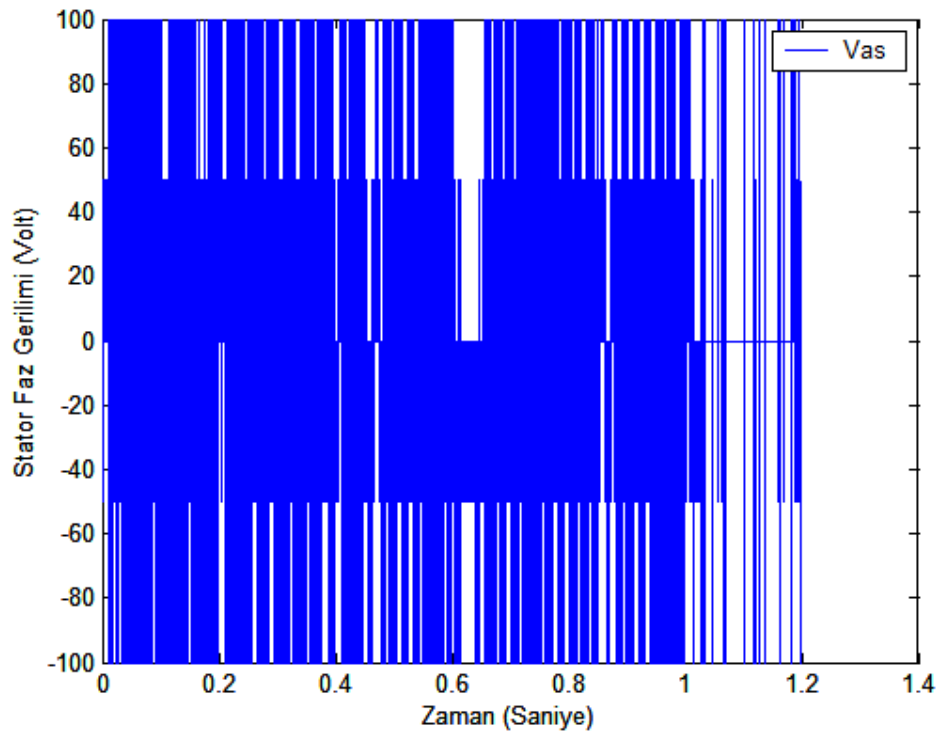
Şekil 4.37b. 3000 d/d senkron hızda hareket eden motorun 6 Nm'lik darbeli yük altında toparlanma anı  
Yerleşme (toparlanma) süresi :  $0.4832 - 0.45 = 0.0332$  sn



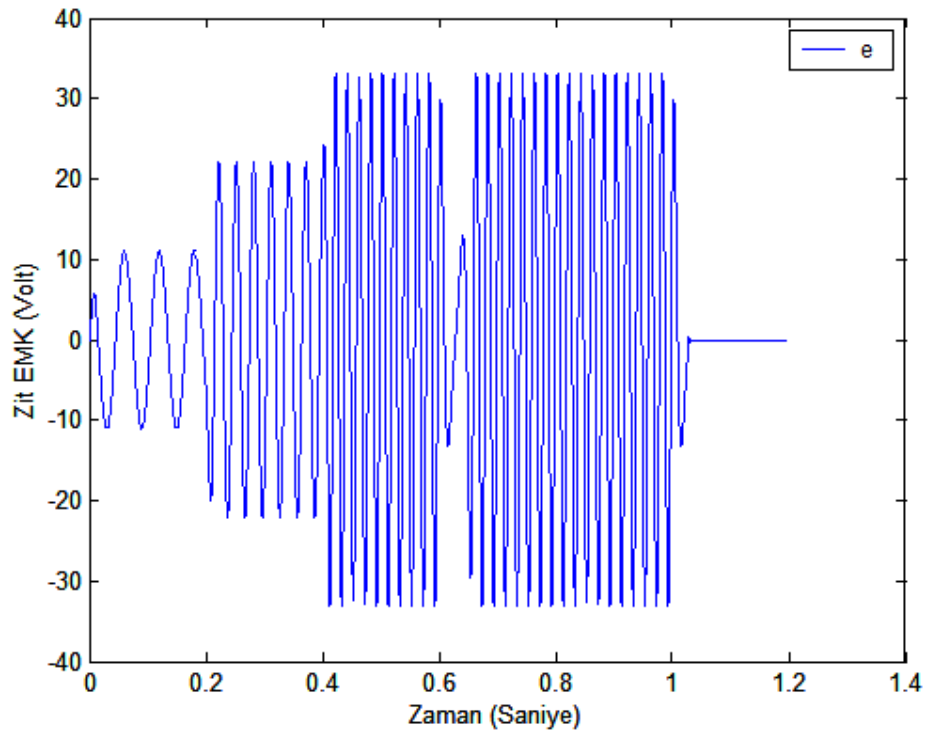
Şekil 4.38. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte stator faz akımı



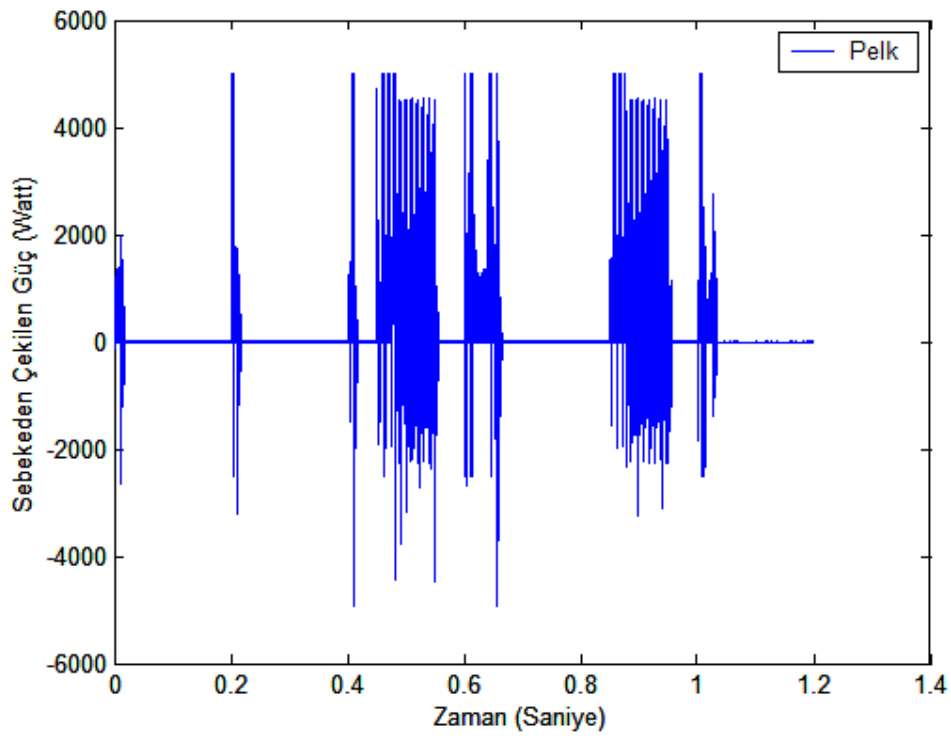
Şekil 4.39. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte rotor pozisyonu



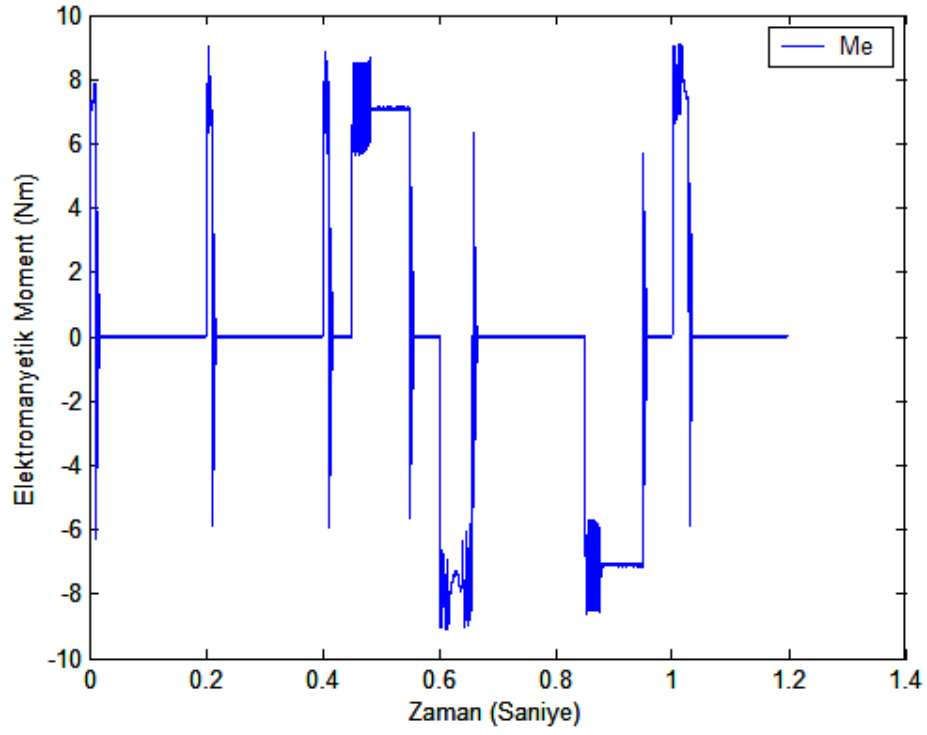
Şekil 4.40. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte stator faz gerilimi



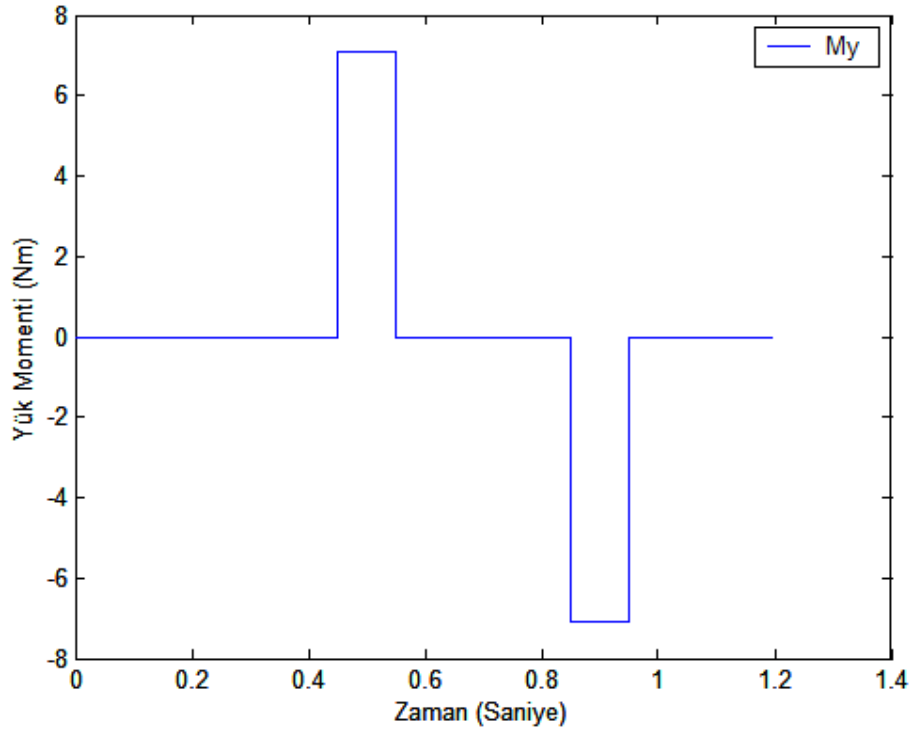
Şekil 4.41. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte zıt EMK gerilimi



Şekil 4.42. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte şebekeden çektiği güç



Şekil 4.43. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte elektromanyetik momenti



Şekil 4.44. Fırçasız DA motorunun darbeli yükte yük momenti

## **BÖLÜM 5. SONUÇLAR**

### **5.1. Çalışmanın Değerlendirilmesi**

Bu çalışmada su altı araştırma robotu (ROV) olarak kullanılan bir mini denizaltının tahrik sistemi için öngörülen fırçasız DA motorunun PI (Oransal-İntegral) kontrol yöntemi ile hız kontrolü yapılmıştır. Simülasyon sonuçları incelendiğinde motorun boşta çalışırken ileri yöndeki referans hızlara yaklaşık 0,017 sn'de, geri yöndeki referans hıza ise 0,063 sn'de yerleştiği görülmektedir. Motor 3 Nm'lik yük altında çalıştırılırken ileri yöndeki referans hızlara yaklaşık 0,021 sn'de, geri yöndeki referans hıza ise 0,0723 sn'lik yerleşme süresi sonunda ulaşmaktadır. Motor 6 Nm'lik yük ile yüklendiğinde ise ileri yöndeki referans hızlara yerleşme süresi yaklaşık 0,0512 ~ 0,0762 sn olmakta, geri yöndeki referans hıza ise 0,1657 sn sonunda ulaşabilmektedir. Görüldüğü gibi motor üzerindeki yük miktarı arttıkça, motorun istenilen referans hızlara ulaşma süresi de uzamaktadır. Bir başka ifadeyle motor yükünün artması, motorun tepki hızını düşürmektedir.

Motorun istenilen referans hız değerlerine ulaşması sırasında küçük bir salınım yaptığı gözlenmiştir. Motor hızında meydana gelen bu dalgalanma motor boşta çalışırken daha fazla olmuş, motor yükünün artmasıyla hızdaki bu salınım oranı da azalmıştır. Ayrıca motor hızında meydana gelen dalgalanmaya karşın, PI'nın motor hızını, referans hız değerinde sabitlediği görülmüştür.

Simülasyon sonuçlarından elde edilen diğer önemli bir husus da yük parametresi değiştirilmediği sürece, motor hızının yüksek referans hızlarda daha az salınım yapıyor olmasıdır. Dolayısıyla motorun yüksek referans hızlarda daha stabil kontrol edilebileceği değerlendirilmektedir.

Motor boşta çalışırken devreden motor direnci ve indüktansından dolayı, kalkınmada aşırı akım çekip, istenilen referans hıza ulaşıldığında bu akımın küçük değerlere düştüğü ve motorun kararlı bir şekilde çalışmasına devam ettiği gözlenmiştir. Bunun nedeni, sürekli mıknatıslı fırçasız DA motorlarda uyartım sürekli mıknatıslar tarafından karşılandığı için ayrıca bir mıknatıslanma akımına ihtiyaç olmamasıdır. Akımın sadece moment bileşeni etkilidir. Bu nedenle mıknatıslanma akımı sıfır olarak kabul edilebilir. Ancak motor yükü arttıa, çekilen akım değeri de artmıştır. Motorun yük altında, istenilen referans hızlara ulaştığında sürekli durumda çektiği akım, boştaki sürekli durum akımından büyük olmaktadır.

Darbeli yüklerde de motorun yüksek performans gösterdiği görölmüştür. Motor hızında çok kısa bir zaman aralığında ve çok küçük bir değerde değişme olmaktadır.

Simölasyonu yapılan fırçasız DA motorunda elektromanyetik torkun dalgalı olduğu gözlenmiştir. Bu dalgalanma stator ve rotor devrelerinin etkileşiminden ve ideal olmayan stator akımlarından kaynaklanmaktadır. Motor tasarımının iyileştirilmesi ve evirici denetim yöntemlerinin geliştirilmesi ile motorlardaki tork dalgalanmalarının azaltılabileceği değerlendirilmektedir.

Bu çalışmanın sonucunda elde edilen bilgiler ışığında, fırçasız DA motorlarının gemi tahrik sistemlerinde, özellikle sualtı gemilerinde kullanılmasının pek çok avantajı da beraberinde getireceği değerlendirilmiştir.

## KAYNAKLAR

- [1] KRAUSE, P.C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S.D., Analysis of Electric Machinery, IEEE Power Engineering Society, New York, USA, 1994.
- [2] KENJO, T., Electrical Motors and Their Controls, Oxford University Press, USA, 1991.
- [3] KRAUSE, P.C., Analysis of Electrical Machinery, McGraw-Hill Inc., pp. 498-558, New York, USA, 1986.
- [4] KENJO, T., NAGAMORI, S., Permanent Magnet and Brushless DC Motors, Clarendon Press, Oxford, UK, pp. 57-102, 1985.
- [5] PILLAY, P., KRISHNAN, R., Modelling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives: Part 1, 2, IEEE Trans. on Ind. Applications, 25, 2, pp. 265-279, 1989.
- [6] MILLER, T.J.E., Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Oxford University Press, pp. 55-75, New York, 1983.
- [7] SEN, P.C., Electric Motor Drives and Control Past, Present and Future, Transactions on Industrial Electronics, 37, 6, pp. 562-575, 1990.
- [8] CHAN, C.C., XIA, W., JIANG, J.Z., CHAU, K.T., ZHU, M.I., Permanent Magnet Brushless Drives, IEEE Industry Applications Magazine, pp. 16-22, 1998.
- [9] PILLAY, P., KRISHNAN, R., Application Characteristics of Permanent-Magnet Synchronous and Brushless Dc Motors for Servo Drivers, IEEE Trans. on Ind. Applications, 27, 5, pp. 987-995, 1990.
- [10] ÖZDAMAR, S., ŞENLİK, İ., ÖNBİLGİN, G., Fırçasız Doğru Akım Motoru Dinamik Modeli, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi, Bursa, 11-17 Eylül 1995.
- [11] HOSHIMOTO, H., YAMAMOTO, H., YANAGISAWA, S., HARASHIMA, F., Brushless Servomotor Control Using Variable Structure Approach, IEEE Trans. on Ind. Applications, 24, 1, 1988.
- [12] HEMATI, N., LEU, M.C., A Complete Model Characterization of Brushless DC Motors, IEEE Trans. on Ind. Applications, 28, 1, pp. 172-180, 1992.



- [13] EL-SAMAHY, A.A., EL-SAHARKAWI, M.A., SHARAF, S.M., Adaptive MultiLayer Self-Tuning High Performance Tracking Control for DC Brushless Motor, IEEE Trans. on Energy Conservation, 90, 2, 1994.
- [14] GRAHAM, D.E., SAVAGE, J.W., Brushless DC Motor Technology, Int. J. Of Vehicle Design, 6, 6, 1985.
- [15] UZUNOĞLU, M., KIZIL, A., ONAR, Ö.Ç., Her Yönü ile Matlab, Türkmen Kitapevi, İstanbul, 2003.
- [16] YEDAMALE, P., Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc., Application Notes, AN885, USA, 2003.
- [17] GÜRDAL, O., Elektrik Makinelerinin Tasarımı , Atlas Yayın Dağıtım Ltd. Şti., İstanbul, 2001.
- [18] QINGHUA, L., JABBAR, M.A., KHAMBDKONE, A.M., Design Optimization of Wide-Speed Permanent Magnet Synchronous Motors, IEE Power Electronics, Machines and Drives, 487, pp. 404-408, 2002.
- [19] JOHNS, T.M., SOONG, W.L., Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Elecronics, 43, 2, pp. 321-329, 1996.
- [20] CONSOLÌ, A., RACITI, A., Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE Transactions, Transactions on Industry Applications, 27, 2, pp. 350-354, 1991.
- [21] HUMPRIES, J.T., Motors and Controls, Macmilman Publishing Company, pp. 76-83, 289-291, 330-340, New York, 1990.
- [22] HUMPRIES, J.T., Industrial Electronics, Macmilman Publishing Company, pp. 143-153, 421-424, New York, 1990.
- [23] LEE, B.K., EHSANI, M., Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives, Electric Power Components and Systems, Taylor&Francis Inc., 31, pp. 841-868, 2003.
- [24] HENDERSHOT, J.R., Design of Brushless Permanent Magnet Motors, Magna Physics Publication, Hillsboro, Ohio 45133, 1992.
- [25] KIM, T., Sensorless Control of the BLDC Motors from Near-Zero to Full Speed, PhD. Thesis, Texas A&M University, Texas, 2003.
- [26] LIU, T.H., CHENG, C.P., Controller Design for A Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drive System, IEE Electric Power Applications, 140, pp. 369-378, 1993.
- [27] AYDINYÜZ, M., TAŞÇI, S.Z., Endüstriyel Kontrol, Kurtiş Matbaacılık, İstanbul, 1993.

- [28] BAL, G., Özel Elektrik Makineleri, Gazi Üniversitesi, Ankara, 1997.
- [29] DEMİRBAŞ, Ş., Fırçasız DA Motorlarının Simülasyonu ve Analizi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, sf. 13-16, 1995.
- [30] GÖREN, E., Elektrik Motoru ve Hız Kontrol Sistemleri ile Enerji Verimliliği, 1. Ulusal Enerji Verimliliği Forumu, Yeşilköy, İstanbul, 2009.
- [31] GIERAS, J.F., WANG, R-J., KAMPER, M.J., Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines, Kluwer Academic Publishers, pp. 281-310, Dordrecht, 2004.
- [32] KO, J.S., LEE, J.H., YOUN, M.J., Robust Digital Position Control of Brushless DC Motor with Adaptive Load Torque Observer, IEE Proc. Elect. Power Application, 141, 2, pp. 63-70, 1994.
- [33] DEMİRBAŞ, Ş., BAL, G., Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Pozisyon Kontrolü, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, 10, 4, sf. 455-469, Ankara, 1997.
- [34] KARABAĞ, Y., Bir Fazlı Eviricilerin Bulanık Mantık ile Denetimi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İzmit, sf. 28-29, 2004.
- [35] RASHID, M.H., Power Electronics Circuits, Devices and Applications, Prentice Hall Int. Inc., New Jersey, 1993.
- [36] MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P., Power Electronics, John Wiley and Sons Inc., New York, 1995.
- [37] STOKES, R. W., High Voltage High Power Inverter, IEEE Conf. Publ. pp. 154, 1977.
- [38] RASHID, M.H., Power Electronics Circuits, Devices and Applications, Prentice Hall, Englewood Cliffs, pp. 226-240, 1988.
- [39] LEE, C.K., PANG, W.H., A Brushless DC Motor Speed Control System Using Fuzzy Rules, Power Electronics and Variable Speed Drives, 399, 26-28 October, Conference Publication, 1994.
- [40] HANSELMAN, D.C., Brushless Permanent-Magnet Motor Design, McGraw-Hill Inc., pp. 174-181, New York, 1994.
- [41] BAL, G., Performance Analysis of Field-Orientation Controlled Induction Motor with Parameter Adaptation, A Thesis Submitted to The Department of Electronic and Electrical Engineering University of Strathclyde for The Degree of Doctor of Philosophy, 1993.

- [42] CHARN, T.L, WU, Y.C, Design of Brushless DC Position Servo Systems Using Internal Variable Structure Approach, IEE Proc.-B, 140, 1, 1993.
- [43] Control Tutorials for MATLAB and Simulink, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1998.  
<http://www.library.cmu.edu/ctms/ctms/simulink/examples/cruise/ccsim.htmz#Controller>, 16 Şubat 2009.
- [44] ALTUN, H., AYDOĞMUŞ, Ö., SÜNTER, S., Gerçek Dört-Bölgeli Bir DC Motor Sürücüsünün Modellenmesi ve Tasarımı, Fırat Üniv., Fen ve Müh. Bil. Dergisi, 20, 2, pp. 295-303, 2008.
- [45] Permanent Magnet Synchronous Machines, <http://tef.kou.edu.tr/elektrik/yonetim/makale/gonderilenler/376.ppt.>, 16 Şubat 2009.
- [46] SUDHOFF, S.D., KRAUSE, D.C., Average-Value Model of the Brushless DC 120° Inverter System, IEEE Trans. on Energy Conv., 5, 3, 1990.
- [47] CONSOLI, A., MUSUMECI, A., RACITI, A., Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41, 1, pp. 91-96, 1994.

## ÖZGEÇMİŞ

Timur YILDIZ, 16.02.1981'de Almanya'nın Gummersbach kentinde doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini İzmit'te tamamladı. 1999 yılında İzmit 19 Mayıs Yabancı Dil Ağırlıklı Lisesinden mezun oldu. 1999 yılında başladığı İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Elektrik – Elektronik Mühendisliği bölümünü 2003 yılında bitirdi. Askerlik görevini, Donanma Komutanlığında Asteğmen olarak 2004 yılında tamamladı. 2004 – 2005 yılları arasında Dogvit Saniteri Seramik San. Tic. A.Ş.'de bakım mühendisi olarak çalıştı. 2005 yılından itibaren Gölcük Tersanesi Komutanlığı, İşletme Müdürlüğü, Gemi İnşa Baş Mühendisliğinde Elektrik Proje Mühendisi olarak görev yapmaktadır.