



**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ÜÇ FARKLI YÖNTEMLE HIZ  
KONTROLÜ VE ANALİZİ**

**Mustafa TOPAL**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞUBAT 2019**

Mustafa TOPAL tarafından hazırlanan “FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ÜÇ FARKLI YÖNTEMLE HIZ KONTROLÜ VE ANALİZİ” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

**Danışman:** Prof. Dr. İres İSKENDER

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Çankaya Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

**Başkan:** Prof. Dr. Erkan AFACAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

**Üye:** Dr. Öğr. Üyesi Süleyman Sungur TEZCAN

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

**Üye:** Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Efe ÖZBEK

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Atılım Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

**Üye:** Dr. Öğr. Üyesi Göker ŞENER

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Çankaya Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

.....

Tez Savunma Tarihi: 28/02/2019

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....

Prof. Dr. Sena YAŞYERLİ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

## ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Mustafa TOPAL

28/02/2019

# FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ÜÇ FARKLI YÖNTEMLE HIZ KONTROLÜ VE ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Mustafa TOPAL

GAZİ ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Şubat 2019

## ÖZET

Fırçasız doğru akım motorları (FDAM), günümüzde gerek sanayi gerek askeri alanlarda oldukça sık karşılaşılan ve tercih edilen motorlardan birisidir. Bu motorların başarısının arkasında, yüksek verimli olmaları, yüksek dinamik performansı, yüksek kalkınma momenti, sessiz çalışması, bakım ve onarımının az olması gibi özelliklere sahip olmasıdır ve gün geçtikçe kendisine daha fazla kullanım alanı bulmaktadır. Bu tez çalışmasında hall sensörlü, doğrudan zıt elektromotor kuvveti (zıt EMK) ve kayan mod gözlemcisi ile fırçasız doğru akım motorlarının (FDAM) hız kontrolü benzetimleri yapılarak bu üç yöntem üzerinde çalışmalar yapılmıştır. FDAM'nın kontrol teknikleri sensörlü ve sensörsüz olmak üzere iki kategoride incelenebilir. Birçok sensörsüz kontrol tekniği mevcuttur fakat bu çalışmada ikisi değerlendirilmiştir. Bu metotlardan ilki zıt EMK'ya bağlı sıfır geçiş noktalarının algılanması ve diğeri kayan mod gözlemcisi ile hızın tahmin edilmesi prensibine bağlıdır. Komütasyon sinyalleri arzu edilen ve gerçek hat akımlarının mukayese edilmesine göre histerezis bandı ile elde edilebilir. Belirtilen metotların simulink modelleri geliştirilmiş ve motorun performansını incelemek için sonuçları MATLAB/Simulink platformunda analiz edilmiştir. Üç metodun benzetim sonuçları referans hız ve değişken yük altında gösterilmiştir.

BilimKodu : 90513  
AnahtarKelimeler : Fırçasız doğru akım motoru, hız kontrolü, akım kontrolü, sensörsüz kontrol, hall sensör, kayan mod gözlemcisi.  
SayfaAdedi : 86  
Danışman : Prof. Dr. İres İSKENDER

# CONTROL AND ANALYSIS THE SPEED OF A BRUSHLESS DC MOTOR USING THREE DIFFERENT METHODS

(M. Sc. Thesis)

Mustafa TOPAL

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

February 2019

## ABSTRACT

Brushless DC motors (BLDC) are one of the most common and preferred machines in both industrial and military fields. Behind the success of these machines, they have high efficiency, high dynamic performance, high starting torque, noiseless operation, low cost for maintenance and repair, and they find more usage areas day by day. In this thesis, the simulations of three different drive methods which are hall effect sensor, direct back electromotive force (back EMF) and sliding mode observer (SMO) for BLDC motor are presented and studied. The control techniques of BLDC motors are split into two categories as speed control using sensors and sensorless control techniques. There are many sensorless techniques but in this study only two of them are proposed. First method is back EMF based on zero crossing points and second method is sliding mode observer which estimates the speed according to difference between back EMF. The commutation signals are obtained from the comparing desired and real line currents with hysteresis band. The simulink models of the discussed methods are developed and results have been simulated using MATLAB Simulink platform to investigate the performance of the BLDC motor. Simulation results are presented to compare all three methods with reference speed and load change.

ScienceCode : 90513  
KeyWords : Brushless dc motor (BLDC), speed control, current control, sensorless control, hall sensor, sliding mode observer (SMO).  
PageNumber : 86  
Supervisor : Prof. Dr. İres İSKENDER

## TEŞEKKÜR

Tez çalışmam boyunca göstermiş olduğu ilgi, destek ve yönlendirmelerinden dolayı tez danışmanım Prof. Dr. İres İSKENDER'e, her türlü maddi manevi destek veren eşime ve beni bugünlere getiren aileme sonsuz teşekkür ederim. Tez çalışmam boyunca desteklerini sunan iş arkadaşım Ali YILMAZKOÇLAR'a teşekkür ederim. Yüksek lisans eğitimimde maddi ve manevi olanaklarını esirgemeyerek bana destek olan iş yerim TÜBİTAK SAGE'ye teşekkür ederim.



## İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET .....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER .....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. FDAM YAPISI, ÇEŞİTLERİ VE ÇALIŞMA İLKESİ .....	7
2.1. FDAM Yapısı.....	7
2.1.1. Stator yapısı.....	7
2.1.2. Rotor yapısı .....	8
2.1.3. Hava aralığı .....	9
2.1.4. Pozisyon sensörleri .....	9
2.2. FDAM Çeşitleri .....	12
2.2.1. Dış rotorlu FDAM.....	12
2.2.2. Disk tipi FDAM .....	13
2.2.3. İç rotorlu FDAM .....	14
2.3. FDAM Çalışma İlkesi .....	15
2.3.1. FDAM'nin tork/hız karakteristiği .....	16
2.4. FDAM Avantaj ve Dezavantajları .....	17
3. FDAM MATEMATİKSEL MODELİ, SÜRÜCÜSÜ VE KONTROLÜ .....	19



	<b>Sayfa</b>
3.1. FDAM Matematiksel Modeli .....	19
3.2. FDAM Sürücüsü ve Kontrolü.....	21
3.2.1. Akım kontrolcüsü.....	27
3.2.2. Hız kontrolcüsü .....	28
3.3. FDAM Sensörsüz Kontrolü .....	31
3.3.1. Zıt-EMK SGB metodu (Uç gerilim algılama).....	32
3.3.2. Üçüncü harmonik voltaj integrasyonu .....	35
3.3.3. Serbest dönen diyot iletim belirleme metodu (Terminal akımı algılama)	36
3.3.4. Zıt-EMK integrasyon (Tümleştirme) metodu .....	37
3.3.5. Kayan mod gözlemcisi ile zıt-EMK kestirim metodu .....	38
4. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ.....	43
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	73
KAYNAKLAR .....	75
EKLER.....	77
EK-1. Motorların nicel olarak kıyaslanması .....	78
EK-2. FDAM'nin modellenmesi.....	82
ÖZGEÇMİŞ .....	85

## ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. Farklı tipteki motorların karşılaştırılma tablosu .....	4
Çizelge 3.1. Anahtarlama sırası .....	23
Çizelge 3.2. PI hız kontrolcüsü kazançlarının etkisi.....	30
Çizelge 4.1. Motor parametreleri .....	43
Çizelge 4.2. PI kontrolcüsü ve kayan mod gözlemcisi parametreleri.....	43



## ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. FDAM statoru.....	7
Şekil 2.2. FDAM kalıcı mıknatısın yerleştirilme şekilleri.....	8
Şekil 2.3. Alan etkili sensörün yapısı.....	10
Şekil 2.4. Motor içerisindeki alan etkili sensörün yerleşimi.....	10
Şekil 2.5. Dış rotorlu FDAM .....	13
Şekil 2.6. Disk tipi FDAM.....	13
Şekil 2.7. İç rotorlu FDAM.....	14
Şekil 2.8. Motor rotasyonu.....	15
Şekil 2.9. Motor fazları ve güç anahtarları .....	15
Şekil 2.10. FDAM tork/hız eğrisi .....	17
Şekil 3.1. FDAM eşlenik devre yapısı .....	19
Şekil 3.2. Sadece enerjilendirme düzenlerini uygulayan temel sürücü devre yapısı .....	22
Şekil 3.3. Zıt EMK ve hall sensör çıktısı sinyalleri .....	23
Şekil 3.4. Temel sürücü devre yapısı .....	24
Şekil 3.5. PWM çalışma prensibi.....	25
Şekil 3.6. Histerezis akım kontrolü.....	26
Şekil 3.7. Histerezis çalışma prensibi .....	26
Şekil 3.8. Akım blok diagramı .....	27
Şekil 3.9. Tüm akım kontrolcüsü blok diagramı.....	28
Şekil 3.10. FDAM sürücü blok diyagramı.....	29
Şekil 3.11. FDAM PI hız kontrolcüsü blok diyagramı .....	29
Şekil 3.12. FDAM kapalı çevrim hız kontrol diyagramı .....	31
Şekil 3.13. Zıt- EMK sıfır geçiş noktaları ve faz akımı komütasyon noktaları.....	33

<b>Şekil</b>	<b>Sayfa</b>
Şekil 3.14. Zıt- EMK belirleme devresi.....	34
Şekil 3.15. Zıt-EMK, 3.harmonik voltajı, rotor akısı ve rotor akısı temel bileşenleri ve motor faz akımları .....	36
Şekil 3.16. Zıt-EMK'nin integre edilen alanları .....	37
Şekil 3.17. Kayan mod gözlemci kullanılarak önerilen sensörsüz FDAM kontrolü .....	41
Şekil 3.18. Sigmoid fonksiyonlu kayan mod gözlemcisi .....	41
Şekil 4.1. FDAM'nin hall sensörlü hız kontrolü modellemesi .....	44
Şekil 4.2. Başlangıç koşulundaki "A" fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi.....	45
Şekil 4.3. Motorun hızlanması ve elektromanyetik torku arasındaki ilişki .....	46
Şekil 4.4. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman "A" fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi.....	47
Şekil 4.5. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku .....	48
Şekil 4.6. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman "A" fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi .....	49
Şekil 4.7. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku .....	50
Şekil 4.8. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman hall sensör çıkışı ve zıt EMK arasındaki ilişki.....	51
Şekil 4.9. "A" fazından çekilen akım ve zıt EMK arasındaki ilişkisi (geniş aralık).....	52
Şekil 4.10. Motorun hızı ve elektromanyetik tork arasındaki ilişkisi (geniş aralık).....	53
Şekil 4.11. Motorun rotor açısı .....	54
Şekil 4.12. FDAM'nin zıt EMK sıfır geçiş noktalarına göre hız kontrolü modellemesi	55
Şekil 4.13. Başlangıç koşulundaki "A" fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi.....	56
Şekil 4.14. Motorun hızlanması ve elektromanyetik torku arasındaki ilişki .....	57
Şekil 4.4. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman "A" fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi.....	58
Şekil 4.16. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku ....	59

Şekil	Sayfa
Şekil 4.17. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi .....	60
Şekil 4.18. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku .....	61
Şekil 4.19. “A” fazının 30° kaydırılması sonrası hat voltajı ve zıt EMK arasındaki ilişki.....	62
Şekil 4.20. Motorun rotor açısı .....	62
Şekil 4.21. FDAM’nin kayan mod gözlemcisi ile hız kontrolü modellemesi .....	63
Şekil 4.22. Başlangıç koşulundaki “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi.....	64
Şekil 4.23. Motorun hızlanması ve elektromanyetik torku arasındaki ilişki .....	65
Şekil 4.24. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi.....	66
Şekil 4.25. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku ....	67
Şekil 4.26. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi .....	68
Şekil 4.27. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku .....	69
Şekil 4.28. Motorun rotor açısı .....	70
Şekil 4.29. Tahmin edilen motorun hızı (rpm) .....	70
Şekil 4.30. Motorun istenilen, gerçek ve tahmin edilen hız grafiği (rpm).....	71

## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
$\omega$	Açısal hız
$f$	Frekans
$V_{as}$	Terminal voltajı (A fazı)
$I_{as}$	Faz akımı (A fazı)
$R_a$	Stator direnci (A fazı)
$L_a$	Faz indüktansı (A fazı)
$e_{as}$	İndüklenen zıt-EMK (A fazı)
$T_e$	Elektromanyetik tork
$T_L$	Yük Torku
$J$	Atalet momenti
$\beta$	Sürtünme katsayısı
$K_t$	Tork sabiti
$T_{ref}$	Referans tork
$I_{ref}$	Referans akım
$\theta$	Rotorun mekanik açısı
$K_P$	Oransal kazanç değeri
$K_I$	İntegral kazanç değeri
$\lambda$	Rotorun akı değeri
$e$	Hata
$A$	Akım
$V$	Volt
$P$	Güç
$K_{11}$	Akım gözlemcisi kazancı
$K_{22}$	Akım gözlemcisi kazancı

**Kısaltmalar****Açıklamalar****DA**

Doğru Akım

**FDAM**

Fırçasız Doğru Akım Motoru

**PI**

Oransal İntegral

**PID**

Oransal İntegral Türev

**SGB**

Sıfır Geçişleri Belirleme

**SMFM**

Sabit Mıknatıslı Fırçasız Motorlar

**SMSM**

Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

**Zıt-EMK**

Zıt Elektromotor Kuvveti

## 1. GİRİŞ

Günümüzdeki modern toplumda elektrik en önemli ikincil enerji kaynağı olarak yerini almış ve hemen hemen ulusal ekonomi ve günlük yaşamdaki neredeyse tüm alanlarda kullanılmaktadır. Elektriğin kullanım alanlarından birisi olan motorlar iki yüzyıldan fazladır mekaniksel-elektriksel enerji dönüşümünü sağlayan makineler olarak bilinmektedir. İlk tasarlandıkları tarihten bu zamana kadar birçok değişim geçiren motorlar endüstrinin her biriminde, ulaşımdan iletişime, ev elektroniğinden askeri, havacılık ve uzay teknolojileri gibi birçok farklı uygulamalarda kullanılması için senkron, indüksiyon, doğru akım (DA), anahtarlamalı relüktans v.b. olarak tasarlanmışlardır. Malzeme, elektronik, kontrol ve yazılım algoritmalarında ki gelişmeler ve yapılan çalışmalar motor tasarımlarına yeni bir bakış açısı getirmiştir. Sabit mıknatıslı fırçasız motorlar (SMFM), bu bakış açısı ile geliştirilen ve gün geçtikçe kullanım alanı genişleyen motorlardan birisidir. SMFM'nin kullanılmasındaki temel sebep, bu motorların oldukça verimli, ucuz ve seri üretime uygun olmasıdır [1].

SMFM, boşa endüklenen gerilim (zıt-elektromotor kuvveti-zıt-EMK) şekline göre sinüzoidal ve trapezoidal (yamuksal) şekilli olarak iki kısımda incelenebilir [2]. Sinüzoidal zıt-EMK'ya sahip olan SMFM, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorları (SMSM), trapezoidal zıt-EMK'ya sahip olan SMFM ise Fırçasız Doğru Akım Motorları (FDAM) olarak adlandırılırlar.

FDAM stator sargısı yamuksal şekilli zıt-EMK dalga şekli vermek için tipik olarak yamuk şekilli sarılıdır. Yamuk şekilli komütasyonun her bir adımında (altı adım) oluşan tork, kayda değer dalgalanmaya sahiptir. Altı adım komütasyonda tipik olarak herhangi bir komütasyon anında iki motor faz sargısı enerjilendirilir. Bunun aksine SMSM'ler sinüzoidal tipte zıt-EMK oluşturmak için sinüzoidal dağıtımli sargıya sahiptir. FDAM'ye kıyasla SMSM'nin torku daha az dalgalanmaya sahiptir. Lakin SMSM'den üretilen tepe torku daha azdır [2]. Sinüzoidal komütasyon tüm 3 motor sargılarının enerjilendirilerek sinüs akım oluşması ile yapılır.

Oldukça yüksek verime sahip SMSM'ler neredeyse sıfıra yakın tork kırpıntısına sahiptirler. Bakır kayıplarının her iki motor içinde eşit olduğu varsayıldığında FDAM,



SMSM'den %15 daha güçlüdürler. Aynı torku elde etmek için SMSM daha yüksek akım işleme kapasitesine ihtiyacı vardır [2].

FDAM'de rotorunun sabit mıknatıslı olması, rotor manyetik alanının sabit olmasını sağlar ve yüksek verim, tork ve düşük motor eylemsizlik momentine sahiptir[3]. FDAM elektronik olarak komütasyonu yapılan sabit mıknatıslı bir DA motordur. FDAM fırça tipli motorlara göre tork karakteristiğine karşı hız karakteristiği, yüksek dinamik cevabı, verimliliği ve güvenilirliği, fırça olmadığı için uzun ömürleri, gürültüsüz işlemleri, yüksek hız aralıkları ve elektromanyetik girişimi azaltması gibi birçok avantajı vardır. Haricen hacim ve ağırlığın kritik rol oynadığı özellikle havacılık ve uzay uygulamalarında motorun çapına iletilen tork oranları yüksektir [3].

FDAM ve step motorlar arasında uygulama örtüşmesi vardır. Step motorlar uzun süre sürekli dönecek uygulamalardan ziyade, bir yerden alıp başka bir yere yerleştirme gibi yüksek tork ve hassas ileri-geri hareket isteyen uygulamalar için daha uygundur. Step motorlar FDAM kadar verimli enerji kullanamazlar [4].

Hacimsel, nominal tork, maksimum tork, maksimum hız, güç, rotorun eylemsizliği, maksimum hızlanma ve maliyet özelliklerine göre fırçalı ve fırçasız da motorları, SMSM ve step motorlar arasında kıyaslama yapılmıştır. Bu kıyaslamaların grafikleri EK-1 'de verilmiştir.

Güç isterine bağlı nominal hız özelliği olarak kıyaslandığında, özellikle düşük güçlerde kullanılması için FDAM'nin yüksek hızlardaki performansı çok yüksektir. Özellikle düşük ataletli daha küçük FDAM ile yüksek devirde hızlar elde edebilirler [5]. SMSM'nin maksimum hızı, güç evirgecinde sinüzoidal akım profili oluşturduğu için sınırlanmaktadır. Fırçalı DA motorların maksimum hızı ise fırça yapısından dolayı sınırlanmaktadır.

Birim hacme göre üretilen tork olarak kıyaslandığında, yumuşak komütasyonu sayesinde SMSM, FDAM ve Fırçalı DA motorlarına göre daha yüksek tork yoğunluğuna sahiptir. En üstün tork yoğunluğuna sahip motor ise step motordur.

Birim hacme göre motorun sağlayabildiği güç kıyaslaması yapıldığında, en iyi performans

sergileyen motorlar SMSM ve step motorlarıdır. Step motorların güç yoğunluğu yüksek tork kapasitelerinden dolayı SMSM'ye oldukça yakındır.

Güce göre motorun hızlanması olarak kıyaslandığında, 500 W'dan düşük güç aralıklarında FDAM dinamik performansı olarak bariz bir fark ile diğer motorların önündedir. Fakat yüksek güçlerde SMSM ile FDAM eşit olmaktadır. Step motorları dinamik uygulamalar için uygun değildir.

FDAM, SMSM ve Fırçalı DA motorların veri dokümanlarında nominal ve maksimum tork ibarelerinden bahsedilir. Bu iki parametrenin birbirine oranı yük kapasitesi olarak gösterilmektedir. Bu kapasite yüksek dinamik performans istenen uygulamalarda kullanılır. İlginç bir şekilde Fırçalı DA motorları yüklenme kapasitesi olarak en uygun motordur. FDAM 750 W'ya kadar SMSM'den daha iyidir.

Maliyet olarak birçok motorların teknolojilerine göre kıyaslama mevcuttur. Bu kıyaslamalar EK-1'deki grafiklerde gösterilmiştir. Bu grafiklerden de görüldüğü üzere SMSM – enkoder sürücü birleşimi tüm koşullarda en pahalı çözüm iken step motor en ucuz olan seçimdir.

Yukarıda bahsedilen kıyaslamaların sonuçları Çizelge 1.1'de özetlenmiştir. Bu kıyaslamadan birkaç sonuç çıkarılabilir. Birinci olarak FDAM makineler yüksek hızlar için en uygun olanıdır. Yüksek tork uygulamalarında ise step motorlar en iyi seçimdir. Güç yoğunluğunda en iyi SMSM iken maksimum hızlanma FDAM ile sağlanmaktadır. Yüklenme kapasitesi en iyi Fırçalı motorlarken en ekonomik çözümü step motorlar sağlamaktadır.

Çizelge 1.1. Farklı tipteki motorların karşılaştırılma tablosu

Kıstas	Fırçalı DA	FDAM	SMSM	Step Motor
Nominal Hız	2-3	1	2-3	4
Nominal Tork	4	3	2	1

Çizelge 1.1. (devam) Farklı tipteki motorların karşılaştırılma tablosu

Kıstas	Fırçalı DA	FDAM	SMSM	Step Motor
Güç Yoğunluğu	4	3	1	2
Maksimum Hızlanma	-	1	2	4
Yüklenme Kapasitesi	1	2-3	2-3	4
Fiyat	2	3	4	1

Senkron motorlar, yüksek tork, hassasiyet ve verime sahip olsalar da hız ayarlamadaki zorluğundan dolayı hız aralığı sınırlanmaktadır. İndüksiyon motorlar, basit yapısı, kolay imal edilmesi, güvenilir çalışması ve düşük maliyeti gibi avantajlara sahiptir lakin geniş hız aralıklarındaki regülasyonu ekonomik, motorun canlanması da kolay değildir. Sargısı ya da sürekli mıknatısı olmayan anahtarlamalı relüktans motorlar basit bir yapıya ve düşük maliyete sahiptir. Düşük hızlarda yüksek tork üretebilirler fakat gürültü ve torktaki dalgalanmalar popülaritesini ve uygulama alanlarını sınırlamaktadır. DA motorları yüksek verimi ve hız regülasyonu konusunda iyi olmalarından dolayı elektrik güç sürücü sistemlerinde kullanılmaya devam etseler de fırça yapısındaki aşınma ve fazla ısınmadan dolayı sıkça arıza oluşturmakta bu yüzden de sürekli bakım gerektirmelerinden dolayı kullanımı endüstriyel alanlar da gün geçtikçe daralmaktadır [6]. Bu motorlar yerini komütasyonun elektronik olarak sağlandığı ve bakım gerektirmeyen FDAM'ye bırakmaktadır.

FDAM yukarıda bahsedilen özellikleri ve diğer motorlar ile kıyaslandığında yüksek hızlarda daha iyi bir performans sergilemesi bakımından bu çalışmada tercih sebebi olmuştur. Bu motorların dezavantajı komütasyonun düzgün bir şekilde yapılabilmesi için pozisyon bilgisine ihtiyaç duymasıdır. Teknoloji olarak bugün geline nokta da yeni mikroişlemciler, kontrol algoritmaları ve teknikleri ile bu dezavantaj önemsiz bir hale gelmektedir.

Günümüzde kontrol işlemi için aktif olarak kullanılan birçok teknik geliştirilmiştir. FDAM'ler için hassas olarak hız kontrolü sağlayan yapay sinir ağları, genetik algoritma gibi çeşitli yöntemler kullanılmıştır [7]. DA motorlarda bu yöntemlerle ya da bağımsız olarak hız kontrolü sağlayan PI ve PID kontrolü de kullanılmıştır. Bu çalışmada hız kontrolü endüstride de oldukça fazla kullanılan PI kontrolcü ile yapılmıştır.

Bu tez çalışması 5 bölümden oluşmaktadır.

Bölüm 1'de FDAM, SMSM, Step, Fırçalı DA motorları hakkında genel bilgiler verilerek aralarındaki farklar belirtilmiştir. Ayrıca FDAM'nin hız kontrolü konusuna değinilerek, çalışmanın içeriği irdelenmiştir.

Bölüm 2'de FDAM'nin yapısı, sınıflandırılması, çalışma prensibi, avantajları ve dezavantajları açıklanmıştır.

Bölüm 3'de FDAM'nin modellenmesi, motor sürücü devreleri, komütasyonu için sensörlü ve sensörsüz kontrol teknikleri incelenerek bu teknikler arasındaki avantaj ve dezavantajları belirtilmiş ve bu çalışmada kullanılacak kontrol yöntemi üzerinde durulmuştur.

Bölüm 4'de FDAM'nin sensörsüz kontrol uygulaması MATLAB/Simulink paket programında yapılarak hız kontrolü benzetimi yapılmıştır.

Bölüm 5'de simülasyon sonuçları değerlendirilerek motorun performansının analizi yapılmıştır.



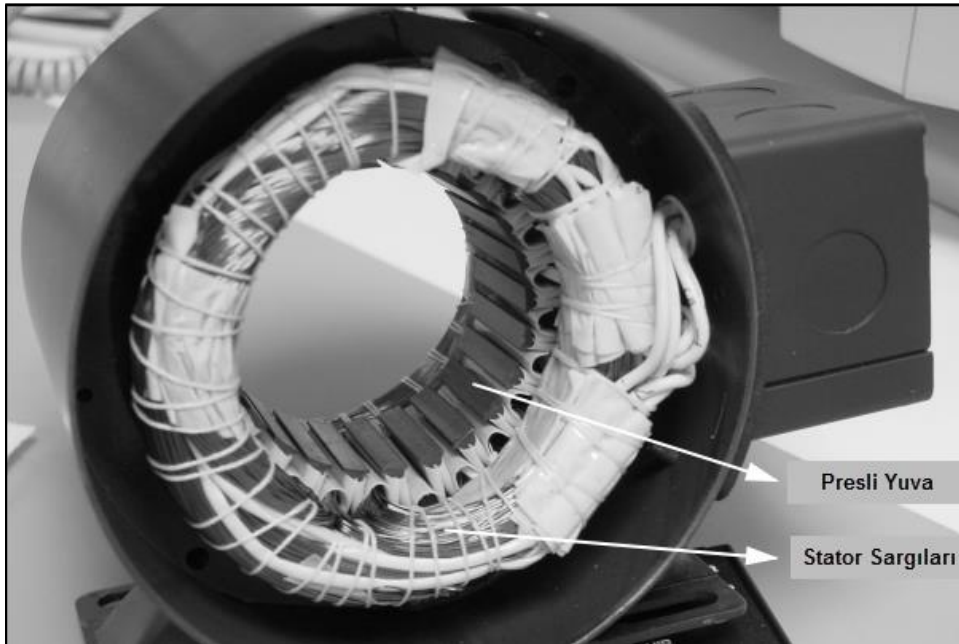
## 2. FDAM YAPISI, ÇEŞİTLERİ VE ÇALIŞMA İLKESİ

### 2.1. FDAM Yapısı

Fırçasız DA motorları temel olarak 4 ana kısımdan oluşmaktadır. Bu kısımlar üç faz sargıların olduğu ve elektronik olarak enerjilendirilen stator, manyetik akının kaynağı ve sabit mıknatıstan oluşan hareketli rotor, stator ile rotor arasında bulunan hava aralığı ve rotorun konumunu belirleyen pozisyon sensörlerinden oluşmaktadır.

#### 2.1.1. Stator yapısı

FDAM'nin statoru, Asenkron motorlarının statoruna oldukça benzemektedir lakin stator içerisindeki sargılar farklı şekilde dağıtılmışlardır. FDAM'nin statoru Şekil 2.1'de gösterildiği gibi bir nüve ve nüve içerisinde iç çeperi ekstenel olarak kesen oyuklara sargılar yerleştirilmiş çelik sacların preslenmesi ile oluşmaktadır [8]. Fırçasız DA motorunda stator oluk sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı sayısına bağlı olarak seçilir [1]. FDAM'nin 3 faz stator sargıları çoğu kez yıldız biçimde bağlıdır. Bu sargıların her birisi pek çok bobinin birbirlerine bağlanması ile oluşturulur ve kutup sayılarının oluşması için bu şekilde stator çeperi üzerine sargılar dağıtılmıştır.

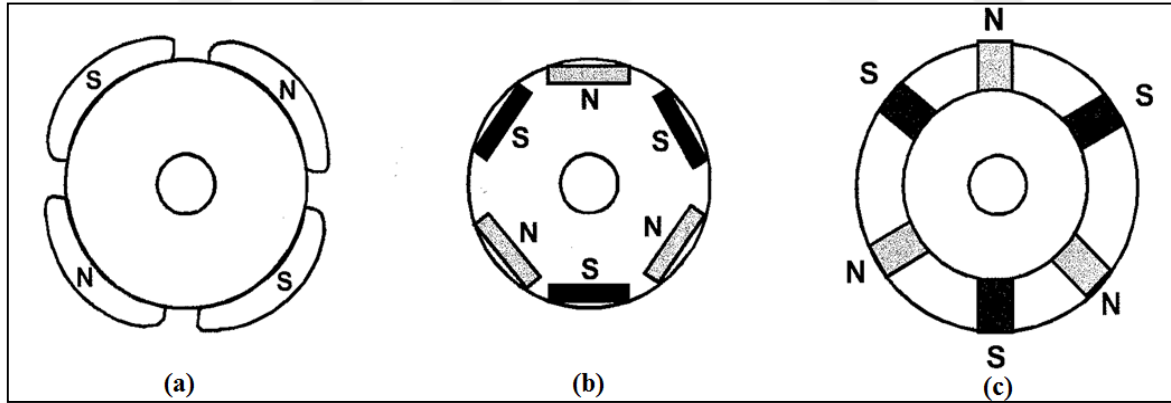


Şekil 2.1. FDAM statoru [8]

### 2.1.2. Rotor yapısı

Rotor, FDAM'lerin dönen kısmı olup kalıcı mıknatıslara sahiptir. Rotoru oluşturabilmek için ihtiyaç duyulan manyetik alan yoğunluğuna bağlı olarak uygun manyetik maddeler seçilir [8]. Kalıcı mıknatısları yapmak için genellikle ferrit mıknatıslar kullanılır [6]. Teknolojinin ilerlemesi ile toprak alaşımlı mıknatıslar popülerliğini artırmaktadır. Yüksek yoğunluklu mıknatıslanmaya sahip oldukları için ferrit mıknatıslara göre kıyaslandığında birim hacme göre yüksek moment üretmektedirler [3]. Neodmiyum (Nd), Samaryum Kobalt (SmCo) ve Neodmiyum-Ferit – Boron (NdFeB) alaşımı toprak alaşımlı mıknatıslardan bazılarıdır. Ferrit mıknatıslar daha ucuzdur fakat hacme göre verdiği akı yoğunluğunun düşük olması dezavantajıdır. Kalıcı mıknatıslardan oluşan rotorun kolektör ve fırça düzeneğinin bulunmaması ile ark oluşmaz, bakım ihtiyacı bulunmaz ve sürtünmelerden dolayı oluşan ısı ve kayıpların önüne geçilmiş olur.

Fırçasız DA motorlarında sürekli mıknatıslar rotor üzerinde farklı şekillerde yerleştirilebilirler [6].



Şekil 2.2. FDAM kalıcı mıknatısın yerleştirilme şekilleri [8]

Şekil 2.2. (a)'da rotor dış yüzeyine kalıcı mıknatıslar yerleştirilmiş olup stator kutuplarına daha yakın olduğu için yüksüz durumda daha küçük bir momente sahiptir. Tasarım açısından bu tip motorun üretimi daha basittir. Kalıcı mıknatıstaki malzemenin bağli geçirgenliğı 1'e yakındır bu yüzden de davranışı hava aralığı ile benzerdir. Bunun neticesinde de endüktansı oldukça düşük olup dinamik davranışları iyidir [9]. Fakat yüksek hızlarda yüzeye yerleştirilmiş olan kalıcı mıknatısların tahrip olma ihtimali vardır.

Şekil 2.2. (b)'de dikdörtgen şekilli kalıcı mıknatıslar rotor gövde içerisine yerleştirilmiştir. Bu tarz rotor yerleşimi ile dış yüzeye yerleştirilmiş olan rotor şekline göre daha yüksek akı yoğunluğu elde edilebilir. Yüksek hız isteri olan uygulamalar için uygun yapıdadır.

Şekil 2.2. (c)'de sabit mıknatıslar rotor nüvesinden yüzeyine açılmış olan kanal içerisine yerleştirilmiştir. En iyi rotor yerleştirme tipidir.

### **2.1.3. Hava aralığı**

Hava aralığı, motorun rotoru ile statoru arasında bulunan boşluk olup motor verimi üzerinde önemli ölçüde etkisi bulunmaktadır. Şayet hava aralığının çok fazla olması rotor üzerindeki sabit mıknatısların oluşturacağı manyetik akının etkisini azaltmakta ve motorun ürettiği torkun düşmesine sebep olmaktadır [1].

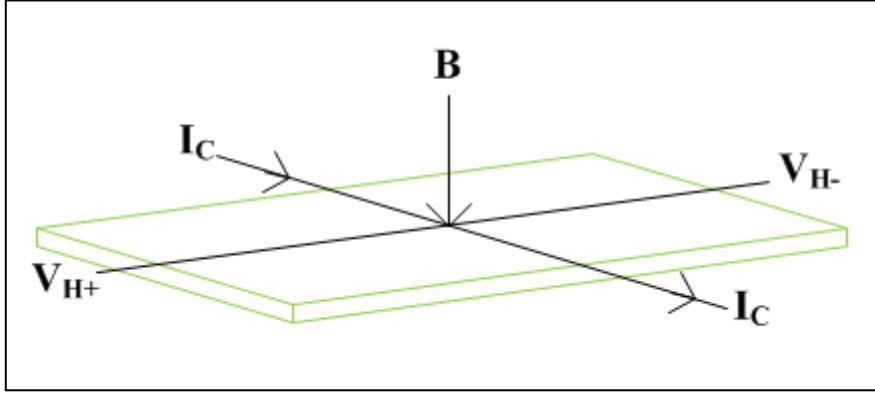
### **2.1.4. Pozisyon sensörleri**

Fırça tipli DA motorunun aksine FDAM elektronik olarak kontrol edilen motorlardır. FDAM'nin dönmesi için stator üzerindeki sargıların belirli bir sırada enerjilendirilmesi gerekmektedir. Hangi sargının enerjilendirileceğinin bilinebilmesi için rotorun pozisyon bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Rotor pozisyonunun belirlenmesi için alan (hall) etkili veya optik (encoder) sensörler kullanılmaktadır [10]. Bu sensörlerden alınan pozisyon bilgisi lojik kodlardan oluşmaktadır ve bu bilgi kod çözücüsü tarafından işlenip komütasyon için uygun anahtarların açılıp kapanması ile motorun dönme hareketi sağlanmış olur.

#### Alan (Hall) etkili pozisyon sensörleri

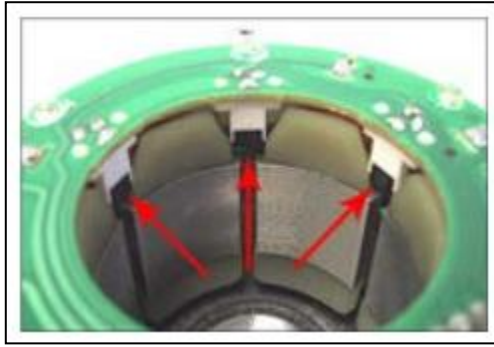
Alan etkili sensörler rotor mıknatısı ile arasındaki manyetik alanı algılayarak oluşan potansiyel farka göre çıkışında lojik sinyal veren sensörlerdir. Oluşan bu potansiyel fark bir iletkenin geçebilecek akım ve iletkenin oluşabilecek manyetik akı ile doğru orantılıdır [10]. Manyetik alan olmadığı durumda potansiyel fark oluşmamaktadır. Şekil 2.3'de alan etkili sensörün yapısı görülmektedir.





Şekil 2.3. Alan etkili sensörün yapısı [10]

Stator içerisine gömülen alan etkili sensörler ile rotorun oluşturduğu manyetik alan doğrudan algılanabildiği için yardımcı mıknatıslara gerek yoktur. Stator akımlarının oluşturduğu manyetik alandan etkilenmemeleri için sargılardan yeteri kadar uzağa yerleştirilmesi gerekir. Bu işlem oldukça karmaşıktır çünkü hatalı yerleştirme ile pozisyon yanlış okunabilir ve anahtarların doğru tetiklenmemesi sorunu ile karşı karşıya kalınabilir. Şekil 2.4’de motor içerisine yerleştirilmiş alan etkili algılayıcının yerleşimi görülmektedir [10].



Şekil 2.4. Motor içerisindeki alan etkili sensörün yerleşimi [10]

Ayrıca sıcaklık değişimlerine karşı hassas olup hatalı bilgi gönderme durumu oluşabilir ayrıca çözünürlükleri de sınırlıdır. Bu dezavantajlara sahip olsalar da endüstriyel uygulamalarda yaygın bir kullanıma sahiptirler.

### Optik (Encoder) pozisyon sensörleri

Optik sensörler, rotorun pozisyonunu çok daha hassas bir şekilde belirlemektedir [10]. Çalışma prensibi olarak; birisi sabit, diğeri hareket eden disklerin ışık kaynağının gönderdiği ışığı geçirdiğini veya geçirmediğini ayrıca doğrusal ya da açısal yer değiştirmeyi algılaması prensibine dayanmaktadır. Işık kaynağı tarafından gönderilen ışın, %50 geçirgenliğe sahip sabit diskten geçerek hareketli olan diske varır. Hareketli diskten geçen ışın demeti, ışığa duyarlı yüzeyi olan optik sensöre odaklanarak çıkışı elektriksel işaret olan sinyale dönüşür. Kısaca özetlemek gerekirse; ışık kaynağının rotor miline yerleştirilmiş olan diske yansıtılarak foto diyot sayesinde ışığın oluşup oluşmadığı belirlenir. Foto diyotların çıkışındaki sinyal ani olarak değiştiği için anahtarlama noktaları bu metot ile iyi tanımlanır [1]. Çıkış sinyali DA olduğu için filtreleme ya da doğrultma gereksinimi yoktur. Dezavantajları oldukça maliyetli ve kirli ortamlarda ki algılama hassasiyetinin düşük olmasıdır.

Mutlak algılayıcı ve artımlı algılayıcı olarak iki tipte optik sensör vardır. Artımlı olan sensörlerin çıkışı 1 bitlik lojik sinyal verir. Sensörün çıkışındaki lojik sinyaller elektronik olarak sayılarak motorun hız ve konum bilgisine ulaşılır. Mutlak algılayıcılarda ise belirli bir noktaya göre motorun konumu ve hız bilgisine ulaşılır. Artımlı olan sensörler maliyetinin düşük, basit yapıda ve kullanışlı olmasından dolayı tercih edilmektedirler.

Optik sensörler kullanılarak ölçülen açısal hız büyüklüğü lojik değerdeki çıkış bilgisinden 2 farklı şekilde elde edilir. Bunlardan ilki çıkış darbe sayısının belirlenmesi, ikincisi ise darbeyi zamanlandırma yöntemidir.

Çıkış darbe sayısı belirlenmesi metodunda sayısal denetleyicinin örnekleme periyodu temel alınır ve bu süre içerisinde ki sensör darbe sayısı sayılarak belirlenir. Açısal hızı  $\omega$ , örnekleme periyodu T, örnekleme periyodu içerisinde sayılan darbe sayısı n ve diskteki ızgara sayısı N olan milin açısal hızı;

$$\omega = \frac{2 * \pi * n}{N * T} \quad (2.1)$$

olarak hesaplanmaktadır. Bu yöntem düşük hızlarda kesin sonuçlar vermemektedir [11].

Darbeyi zamanlandırma yönteminde yüksek frekanslı saat sinyalleri kullanılarak iki bitişik ızgara arasındaki süre ölçülür. Bu yöntem düşük hızlarda doğru ölçüm yapılması için uygundur. Frekans  $f$ , ızgara sayısı  $N$ , kodlayıcı süresinin içerisinde sayılacak saat sinyalleri  $m$  olan milin açısal hızı;

$$\omega = \frac{2 * \pi * f}{N * m} \quad (2.2)$$

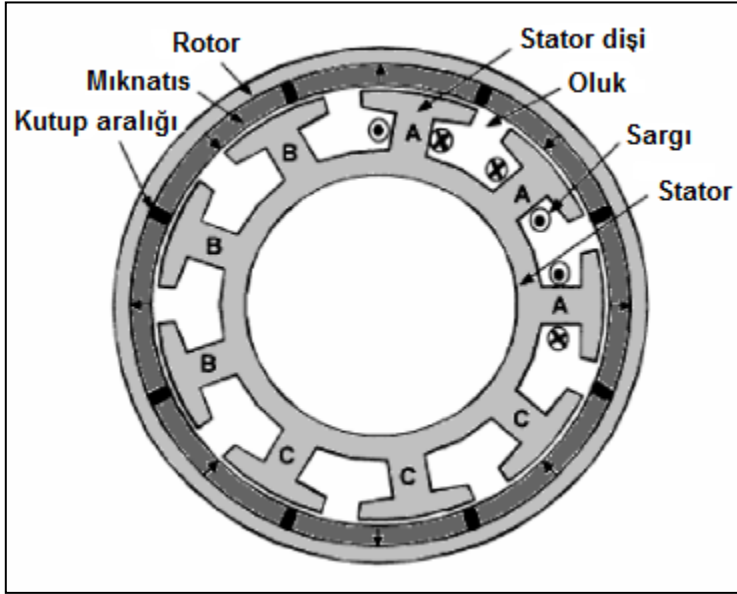
olarak hesaplanmaktadır. Burada ki  $(N*m) / f$  diskin bir devirdeki ortalama süresidir [12].

## 2.2. FDAM Çeşitleri

FDAM rotor yapısına göre dış rotorlu, disk tipi ve iç rotorlu olmak üzere 3 kısımda incelenebilir [7].

### 2.2.1. Dış rotorlu FDAM

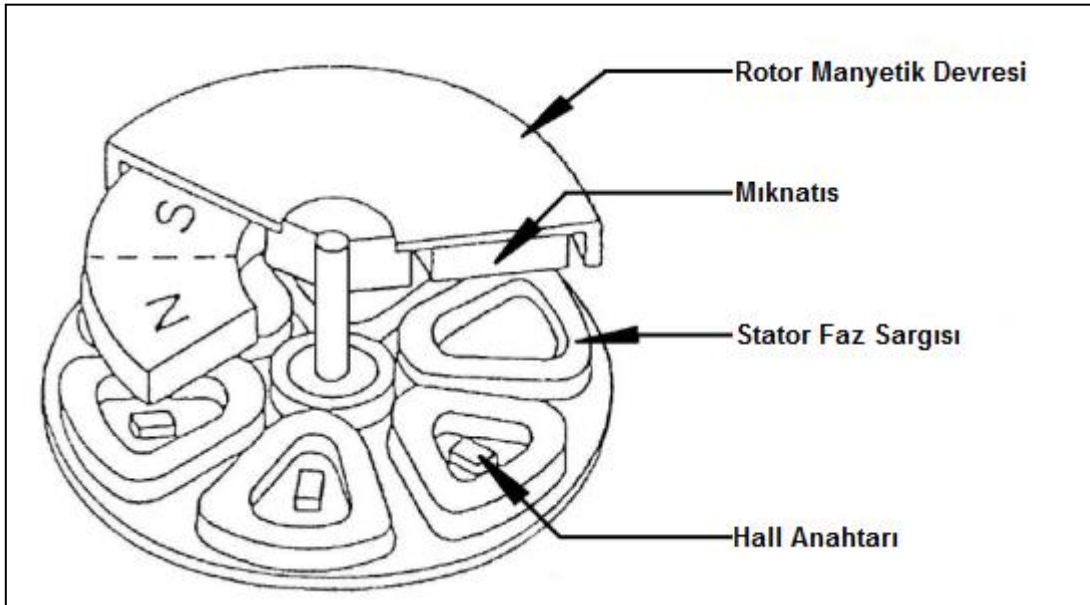
Bu motorların döner kısmını teşkil eden rotoru stator sargılarının dışarısında bulunan rotor yuvarlağının içerisine yerleştirilir. Şekil 2.5’de görüldüğü üzere sargıların bulunduğu stator, kalıcı mıknatısların bulunduğu rotor kısmının içerisinde. Bu tip motorlarda dönen kısmın kütlesi artırılması suretiyle atalet momenti daha yüksek seviyelere çıkarılabilir. Fakat yüksek kütle sebebiyle denge problemleri ortaya çıkabilir. Bu dengesizlikler neticesinde de motorda titreşimler oluşmaktadır. Yüksek atalet momentleri sebebiyle bu tipteki motorlar genellikle ani yük değişimlerinde hızı muhafaza edecek çamaşır makinesi fan gibi uygulamalarda kullanılmaktadırlar [13].



Şekil 2.5. Dış rotorlu FDAM [13]

### 2.2.2. Disk tipi FDAM

Bu tip motorlar yapı olarak çelikten yapılmış iki yüzeye sahiptir ve bu yüzeylerden birisine mıknatıslar yerleştirilerek yapılmışlardır. Sabit mıknatısların karşısında stator sargıları mevcut olup Şekil 2.6’da yapısı gösterilmiştir.

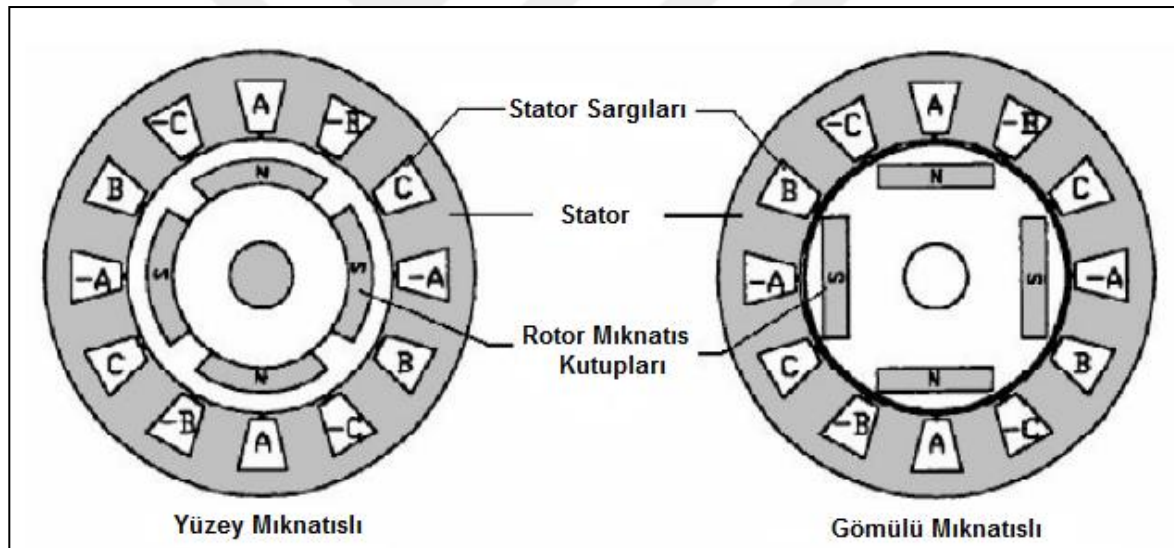


Şekil 2.6. Disk tipi FDAM [13]

Düşük hız uygulamalarında tercih edilen FDAM olup, 1000 rpm üzerine çıkan performansta aşırı ısınma sorunu ortaya çıkmaktadır. Yüksek hızlarda kullanılabilmesi için fazladan önlemler alınması gerekmektedir fakat bu durumda da maliyet artacaktır. Şayet düşük hız ve yüksek güç isteri olan uygulamalar da kullanılmak üzere FDAM aranıyor ise yüksek kutup sayılı iç rotorlu FDAM tercih edilir [13].

### 2.2.3. İç rotorlu FDAM

Yapı olarak en çok tercih edilen motor tipi olup senkron ve asenkron motorlar ile örtüşmektedirler. Dış kısımda sargıların bulunduğu stator iç kısımda da kalıcı mıknatısın olduğu rotor mevcuttur. Şekil 2.7’de iç rotorlu yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı FDAM’nın yapısı verilmiştir.

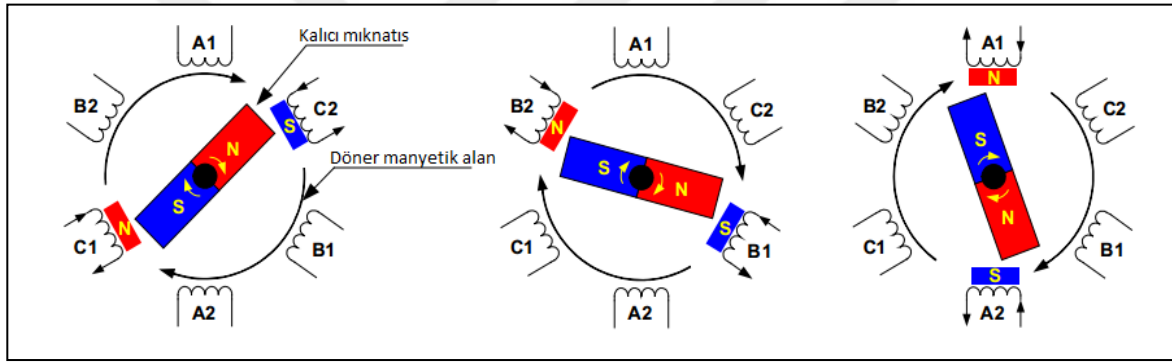


Şekil 2.7. İç rotorlu FDAM [10]

Bu tip motorlar yüksek hız, moment ve güç isteri olan uygulamalarda tercih edilirler. Sargıların dışarıda olması statorun soğumasını kolaylaştırmaktadır. Dezavantajı olarak en önemli kriter maliyetleridir çünkü stator sargılarının seri üretimde sarılması ve işlenmesi oldukça külfetli ve meziyetlidir bu durum maliyeti ve işçiliği artırmaktadır. Yüksek performansa sahip hız kontrolü istenen servo motor ve kompresör uygulamalarında oldukça sık kullanılmaktadır.

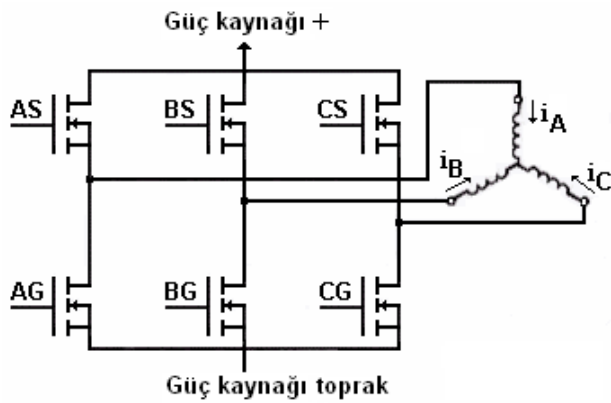
### 2.3. FDAM Çalışma İlkesi

Motorun çalışması prensibi manyetik kutuplar arasındaki itme – çekme prensibine dayanmaktadır. Şekil 2.8’de görüleceği gibi stator sargılarından birisi üzerinden akım geçirildiğinde üzerinde manyetik bir kutup oluşur ve rotor üzerinde bulunan kalıcı mıknatısın kendisi ile zıt kutbunu kendisine çeker iken aynı kutuplu olanı itmektedir. Böylece motorun hareket etmesi için gerekli tork üretilir. İdealde maksimum tork, stator sargıları ile rotor mıknatısı üzerindeki manyetik alanların birbirlerine  $90^\circ$  olduğu zaman meydana gelmektedir. Sıralı olarak statorda ki sargılardan akım geçirilerek döner manyetik alan oluşturulur. Diğer bir deyişle motoru sürekli çalışır halde tutmak için sargıların pozisyonları değiştirilip manyetik alan üretilerek rotorun dönmesi sağlanır.



Şekil 2.8. Motor rotasyonu

Standart bir FDAM sürücüsünde 6 adet güç anahtarı bulunur. Motor fazları ve güç anahtarları Şekil 2.9’da görülmektedir.



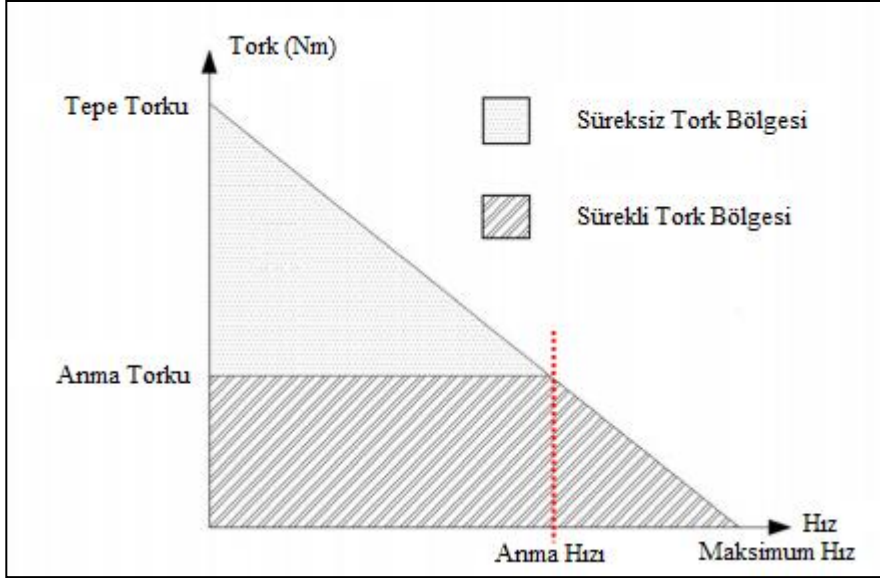
Şekil 2.9. Motor fazları ve güç anahtarları

FDAM'nin pozitif veya negatif (saat yönü veya tersi) net bir tork üretebilmesi için fazlarının belirli bir düzene göre enerjilendirilmesi gerekir. Buna göre herhangi bir anda şekilde görülen A, B, C fazlarından ikisinden aynı anda akım geçer. Bunlardan birisi pozitif diğeri negatif akım taşır. İdeal olmayan akımlar ihmal edilirse (sızıntı vs.) diğeri faz akım taşımaz. Pozitif akım şekilde görüldüğü gibi faz terminalinden içeriye doğru olacak şekilde tanımlanmıştır. Örneğin A fazından pozitif ve B fazından negatif akım geçmesi için A fazının kaynağa ve B fazının toprağa bağlanması gereklidir. Şekilde görüldüğü gibi her faz için bu faz terminalini kaynağa veya toprağa bağlayabilecek ikişer adet güç anahtarı mevcuttur. A fazını kaynağa bağlamak için AS anahtarı açılır. B fazını toprağa bağlamak için de BG anahtarı açılmalıdır.

### 2.3.1. FDAM'nin tork/hız karakteristiği

FDAM kare şekilli akımlara sahiptir lakin bu durum pratikteki eksikliklerinden dolayı sadece varsayımsal olarak doğrudur. Gerçekte akım, evirgeç üzerinden yapılan komütasyonun neden olduğu dalgalanmalar yüzünden mustarıptır. Bu dalgalanmalar aynı zamanda motor torku üzerine de yansır çünkü FDAM içerisinde indüklenen tork akım ile doğrudan orantılıdır. Tork, tasarımcının bazı uygulamalarda motor seçimi için önemseddiği en önemli niceliklerden birisidir.

Şekil 2.10'da görülen FDAM tork/hız karakteristiği eğrisine göre anma ve tepe tork olarak adlandırılan iki parametre vardır. FDAM başlangıç anındaki tork değeri maksimum (tepe) değere ulaşır ve motor, anma hız değerine ulaşınca kadar giderek azalır bu andaki tork değeri anma torku olarak adlandırılır. Bu periyot boyunca tork sürekli bu şekilde kalır. Bu periyot boyunca motor anma hızının ötesinde ki hızlarda (anma hızının %150'si kadar üstünde) çalışabilir fakat tork azalmaya başlar. Bunun sebebi motorun hızı arttığı için zıt EMK ( $E=K_v \cdot \omega$ ) artar ve potansiyel fark azalması ile sargılardan akan akım azalarak indüklenen torkun azalmasına neden olur.



Şekil 2.10. FDAM tork/hız eğrisi

FDAM yüksek başlangıç tork değerine sahiptir ve bu durum, motorun yüklü durumda iken çalışabilmesi için yükün ve rotorun ataletinin üstesinden gelebildiği maksimum tork değerine ihtiyaç duyulmasından dolayı faydalıdır. Bu eğri özel uygulamalarda uygun FDAM seçerken önem arz etmektedir. Seçim kriteri yük karakteristiğine, talep edilen yükün çalışma hızına, tepe ve ortalama tork değerlerine bağlıdır. Seçim sürecinde hesaba katılması gereken güvenlik payı konulması unutulmamalıdır. Genellikle tork ve hız sırası ile %20 ve %10 güvenlik paylarına sahiptirler [8,14].

#### 2.4. FDAM Avantaj ve Dezavantajları

FDAM'nin avantajları:

1. Hız kontrol olanağına sahiptir.
2. Verimleri çok yüksektir.
3. Fırçasız yapıları sebebi ile ark oluşturmamakta ve fırçadan çıkan karbon tozlarını içermemektedir.
4. Küçük boyutta yüksek moment üretebilirler.
5. Uyarma akımına ihtiyaç duymazlar.
6. Güvenilir çalışma ortamı sağlarlar.
7. Soğutulması kolaydır.
8. Yüksek hızlarda çalışma imkanı verirler.



9. Sessiz çalışma sağlarlar.

FDAM'nin dezavantajları:

1. Kontrol devresi karmaşıktır.
2. Pozisyon sensörlerine ihtiyaç duyarlar.
3. Maliyetleri yüksektir.



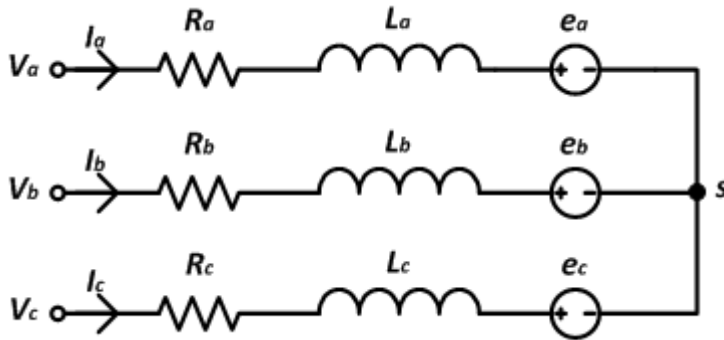
### 3. FDAM MATEMATİKSEL MODELİ, SÜRÜCÜSÜ VE KONTROLÜ

Bu kısımda, FDAM'ları 3-faz yıldız bağlantılı matematiksel ifadesine yer verilir. Bunun yanı sıra, motorun sürücü sistemleri tartışılarak sensörlü ve sensörüz kontrol konuları ele alınır. Özellikle biri sensörlü diğer ikisi sensörsüz olan toplamda üç adet yöntem ile hız kontrolü konusu irdelenerek teoriksel çalışmalara yer verilir.

#### 3.1. FDAM Matematiksel Modeli

FDAM'nin matematiksel modeli performans analizi ve kontrol sistem tasarımı için temel nitelik taşımaktadır. Modelleme yapılırken FDAM'nin yapısal karakteristiği ve çalışma modları hesaba katılmalıdır. FDAM genellikle üç kısımdan oluşur: motor yapısı, sürücüsü ve konum sensörleri.

FDAM'nin modellenmesi bir motor sürücü sistemi tasarımının ilk adımıdır. Bununla birlikte, motoru modelleyebilmek için bazı yaklaşımlar ve varsayımlar hesaba katılmalıdır. Bu varsayımlar, demir ve parazitik kayıpların yanı sıra stator harmonik alanlarından dolayı indüklenen akımların ihmal edilmesini içerir. Şekil 3.1, FDAM'nin eşleniği olan devre yapısını göstermektedir.



Şekil 3.1. FDAM eşlenik devre yapısı

Stator fazlarında bulunan dirençlerin ve indüktörlerin kendi aralarındaki değerlerinin birbirleri ile eşit ve sırası ile  $R_s$  ve  $L_s$  olduğu varsayılırsa, A fazındaki terminal voltajı  $V_{as}$  aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$V_{as} = I_{as} \cdot R_a + L_a \cdot \frac{dI_{as}}{dt} + e_{as} \quad (3.1)$$

Burada  $R_a$  stator direnci,  $L_a$  faz indüktansı,  $e_{as}$  indüklenen zıt EMK'yı ve  $I_{as}$  faz akımını belirtir. Benzer şekilde bu eşitlik diğer iki faz içinde “Eş. 3.1” ve “Eş. 3.2” gösterildiği gibi yazılabilir;

$$V_{bs} = I_b \cdot R_b + L_b \cdot \frac{dI_b}{dt} + e_{bs} \quad (3.2)$$

$$V_{cs} = I_c \cdot R_c + L_c \cdot \frac{dI_c}{dt} + e_{cs} \quad (3.3)$$

Yukarıdaki ifadeler matris şeklinde “Eş. 3.4” deki gibi birleştirilebilir;

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

İndüklenen EMK'nın tepe değeri aşağıdaki eşitlikle verilir:

$$E_m = (B \cdot l \cdot v) \cdot N = N \cdot (B \cdot l \cdot r \cdot \omega_m) = N \cdot \phi_a \cdot \omega_m = \lambda_p \cdot \omega_m \quad (3.5)$$

burada; N her fazda seri bağlı iletkenlerin sayısı, v hız (m/s), l stator uzunluğu (m), r stator iç yarıçapı (cm),  $\omega_m$  açısal hız (rad/sn), B (Wb/m<sup>2</sup>) ise manyetik akı yoğunluğudur.

Elektromanyetik tork ifadesi “Eş. 3.6” ile belirtilebilir.

$$T_e = (e_{as} \cdot I_{as} + e_{bs} \cdot I_{bs} + e_{cs} \cdot I_{cs}) \cdot \frac{1}{\omega_m} \quad (3.6)$$

Faz sargılarına ait gerilim eşitlikleri, bir doğru akım makinasının endüvisine ait gerilim eşitlikleriyle aynıdır. Bu, makinanın “senkron fırçasız doğru akım” makinası olarak adlandırılma nedenlerinden biridir.

Fazlarda indüklenen EMK 'lar aşağıdaki eşitlikle verilir:

$$\begin{aligned} e_{as} &= K_e \cdot \omega_m \cdot F(\theta_e) \\ e_{bs} &= K_e \cdot \omega_m \cdot F(\theta_e - 2\pi/3) \\ e_{cs} &= K_e \cdot \omega_m \cdot F(\theta_e + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (3.7)$$

burada;  $K_e$  zıt EMK sabiti (V/rad/s). Referans yamuksal şekilli fonksiyon  $F$  “Eş. 3.8” da verilmiştir.

$$F(\theta_e) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \theta_e \leq \frac{2\pi}{3} \\ 1 - \frac{6}{\pi} \left( \theta_e - \frac{2\pi}{3} \right), & \frac{2\pi}{3} \leq \theta_e \leq \pi \\ 1, & \pi \leq \theta_e \leq \frac{5\pi}{3} \\ -1 + \frac{6}{\pi} \left( \theta_e - \frac{5\pi}{3} \right), & \frac{5\pi}{3} \leq \theta_e \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.8)$$

Motora ait tork ifadesi, mekanik parametreler yardımı ile de;

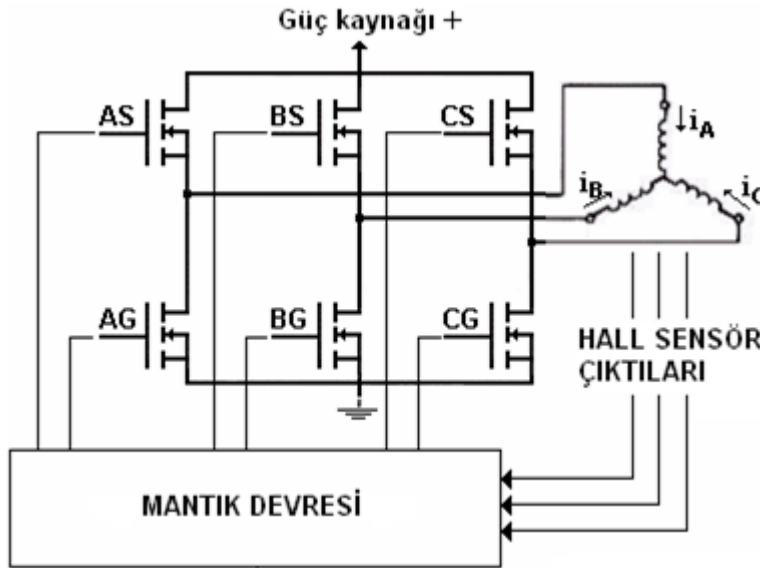
$$T_e - T_L = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + \beta \cdot \omega_m \quad (3.9)$$

şeklinde tanımlanır. Burada;  $T_L$  yük torku (Nm),  $J$  rotor ve buna bağlı yükün ataleti (kg.m<sup>2</sup>),  $\beta$  (Nm/rad/sn) sürtünme katsayısıdır. Bu çalışmada kullanılan FDAM'nin simulink modellemesi EK-2'de verilmiştir.

### 3.2. FDAM Sürücüsü ve Kontrolü

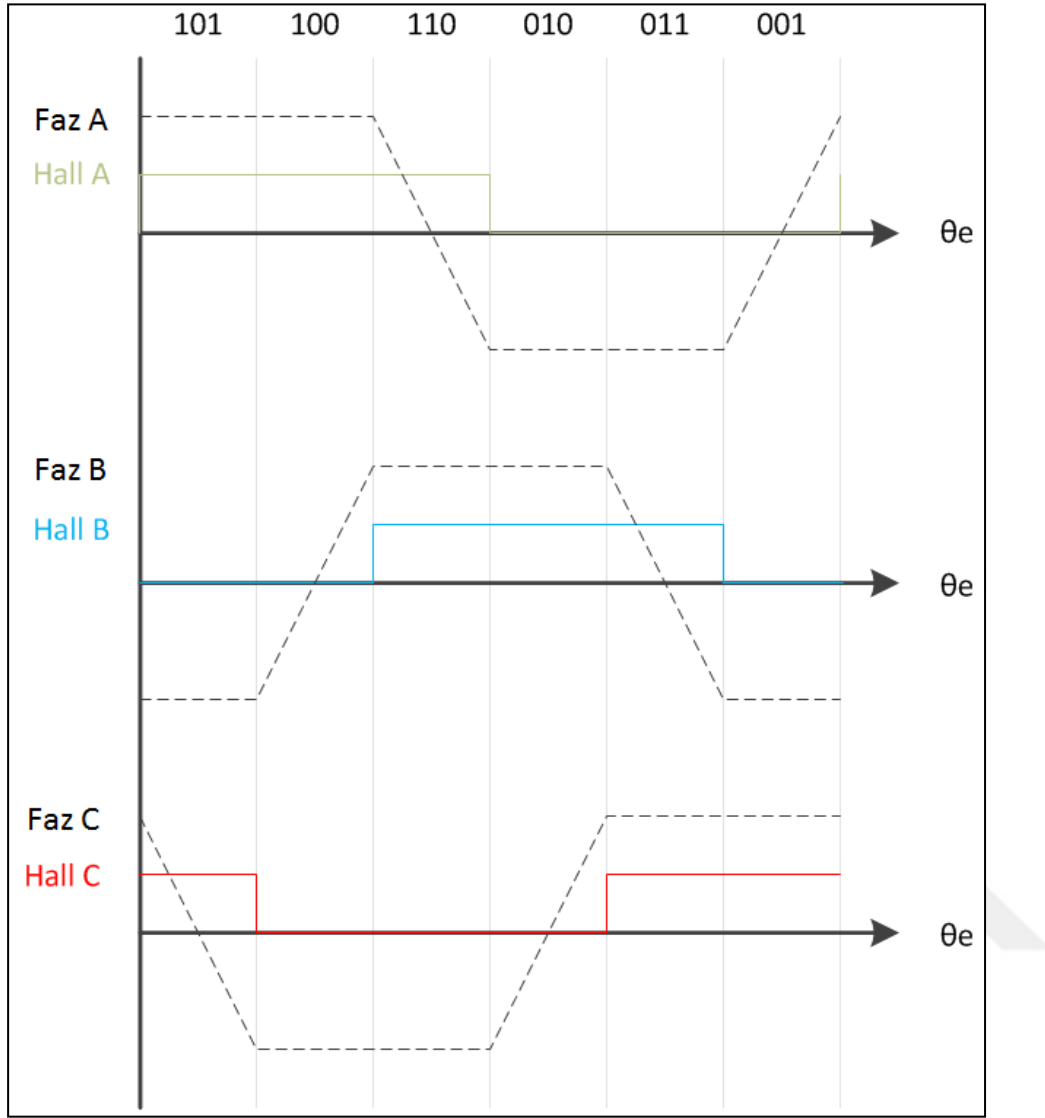
Net torku üretmek için rotor elektriksel pozisyonuna göre aşamadan aşamaya geçip değişik motor fazlarını enerjilendirme işlemine komütasyon denir. Kısaca komütasyon işlemi 3 faz sargılara enerjiyi tatbik eden ve sürücü kısmının temelini oluşturan anahtarların belirli bir sıralama ile açılıp kapatılması işlemidir ve bunun için rotorun pozisyon bilgisine ihtiyaç vardır. Konum bilgisi daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi alan etkili ya da optik sensörler tarafından belirlenmektedir. Hall sensör verilerini girdi olarak kabul eden bir

mantık devresi hangi güç anahtarlarının açılması gerektiğine karar verecektir. Bu işi yapabilecek olan sürücü devresinin temel yapısı Şekil 3.2’deki gibi olur.



Şekil 3.2. Sadece enerjilendirme düzenlerini uygulayan temel sürücü devre yapısı

Hall sensör sinyalleri rotorun hangi aşamada olduğu bilgisini belirleyip mantık devresine göndermektedir. Mantık devresi ise ilgili pozisyon aralığına göre lojik olarak gelen Şekil 3.3’de gösterilen hall sensör çıktıları işleyip o andaki dönme hareketini sağlayacak torku üretmek için stator sargıları üzerinde manyetik alan kutbu oluşturacak 6 adet güç anahtarını açıp kapayacak 6 adet kontrol sinyali üretir. Bu yapıdaki bir sürücü devresi maksimum torku üretmektedir fakat torkun değerini kontrol etmemektedir. Çünkü Tablo 3.1’de belirtildiği gibi 6 adet elektriksel bölgenin her birisine girildiğinde ilgili iki faz enerjilendirilmekte ve hall sensörleri bir sonraki bölgeye geçildiğini belirtene kadar fazlara güç vermeye devam edilmektedir. Bu durumda güç kaynağı gerilim seviyesinin ve motor hız değerinin izin verdiği ölçüde mümkün olan en yüksek akımlar ilgili iki fazdan geçecek ve maksimum tork üretilecektir. Bunun sonucunda motor torkun uygulandığı yönde mümkün olan en yüksek hıza ulaşır. Net torku üretmek ve aynı anda torkun büyüklüğünü de kontrol etmek için fazlardan geçen akımın büyüklüğü kontrol edilmelidir. Bu kontrolü sağlayabilmek için kapalı çevrim akım kontrolü sisteme eklenmelidir. Aynı şekilde hız kontrolü sağlayabilmek için motorun hız bilgisi ölçülüp arzu edilen hız ile mukayese edilerek uygun bir kapalı çevrim tekniği ile kontrolü sağlanır. Sonuç olarak, sistem herhangi bir şekilde oluşan anlık ve parametresel değişimlerde dahi arzu edilen hız ya da pozisyon değerlerini takip etmelidir.

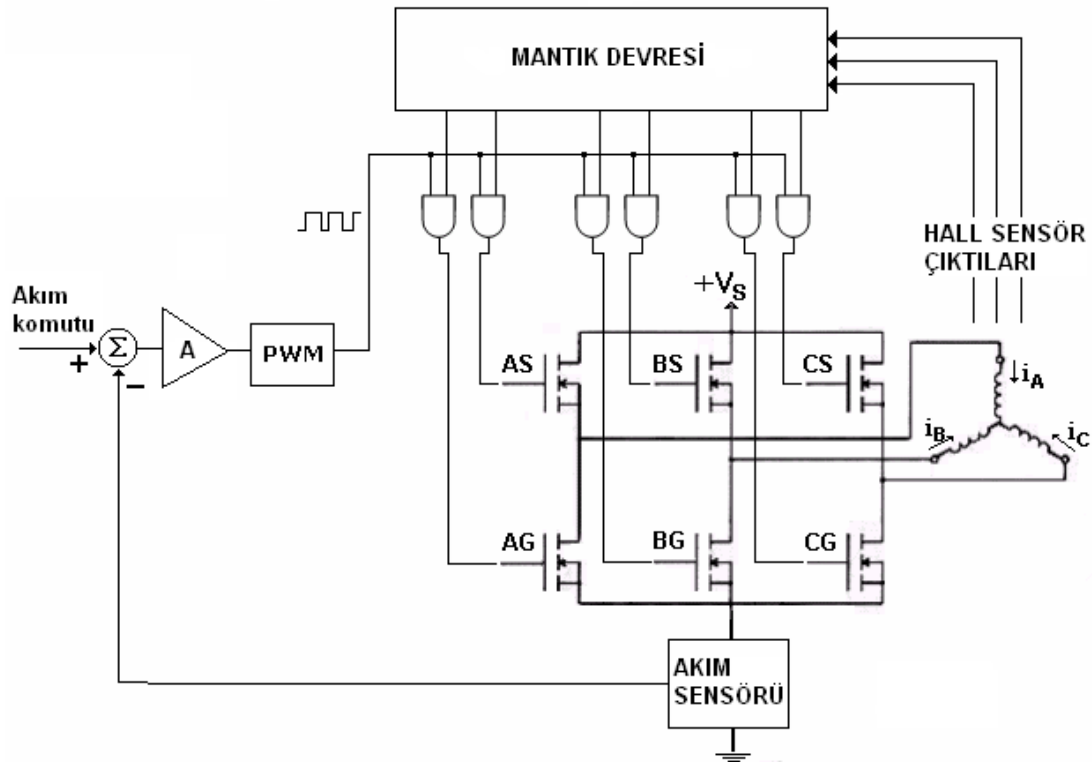


Şekil 3.3. Zıt EMK ve hall sensör çıktısı sinyalleri

Çizelge 3.1. Anahtarlama sırası [15]

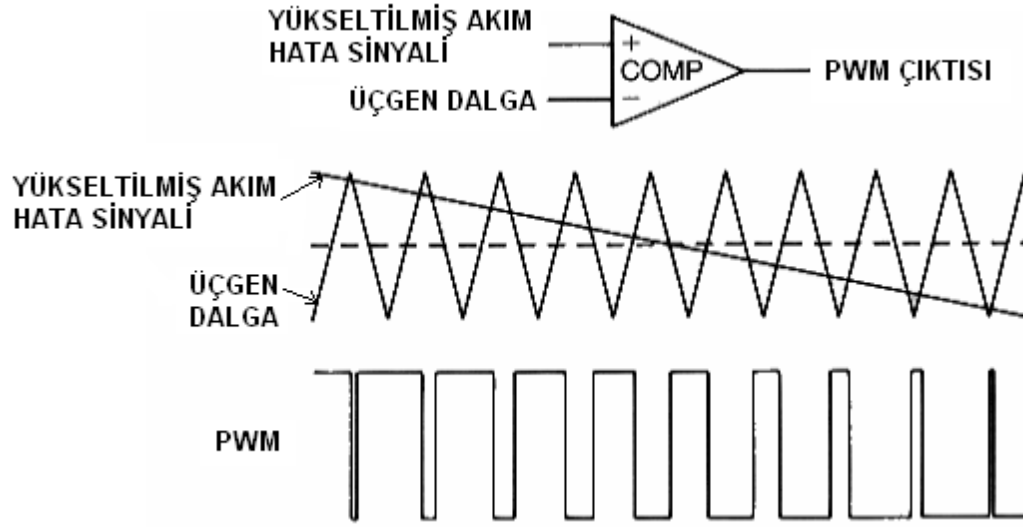
Anahtarlama Aralığı	Ardışıklık Sırası	Poz. Sensörleri			Açılacak Anahtarlar	Faz Akım Bilgisi		
		H <sub>a</sub>	H <sub>b</sub>	H <sub>c</sub>		I <sub>a</sub>	I <sub>b</sub>	I <sub>c</sub>
0°-60°	0	1	0	0	Q1 Q4	+	-	X
60°-120°	1	1	1	0	Q1 Q6	+	X	-
120°-180°	2	0	1	0	Q3 Q6	X	+	-
180°-240°	3	0	1	1	Q3 Q2	-	+	X
240°-300°	4	0	0	1	Q5 Q2	-	X	+
300°-360°	5	1	0	1	Q5 Q4	X	-	+

“+” işareti ilgili faza ait sargının içerisine giren pozitif akımı belirtirken, “-” işareti ilgili fazın sargısından çıkan negatif akımı belirtir. “X” işareti ise o sargının enerjilendirilmeyeceğini belirtmektedir.



Şekil 3.4. Temel sürücü devre yapısı

Şekil 3.4'teki mantık devresi bölümü Şekil 3.2'dekinin aynısıdır. Kapalı devre akım kontrolü için motor akımı algılanmış ve geri besleme sinyali olarak kullanılmıştır. Akım hatası yükseltildikten sonra her bir aşamada ilgili 2 faz, o aşamada kalınan tüm süre boyunca enerjilendirilmek yerine PWM (Pulse Width Modulation) mantığı ile açılıp kapatılarak kontrol edilmektedir. Temel PWM devresi Şekil 3.5'te görülmektedir. Buna göre yükseltilmiş akım hata sinyali sabit frekanslı bir üçgen dalga ile karşılaştırılır.

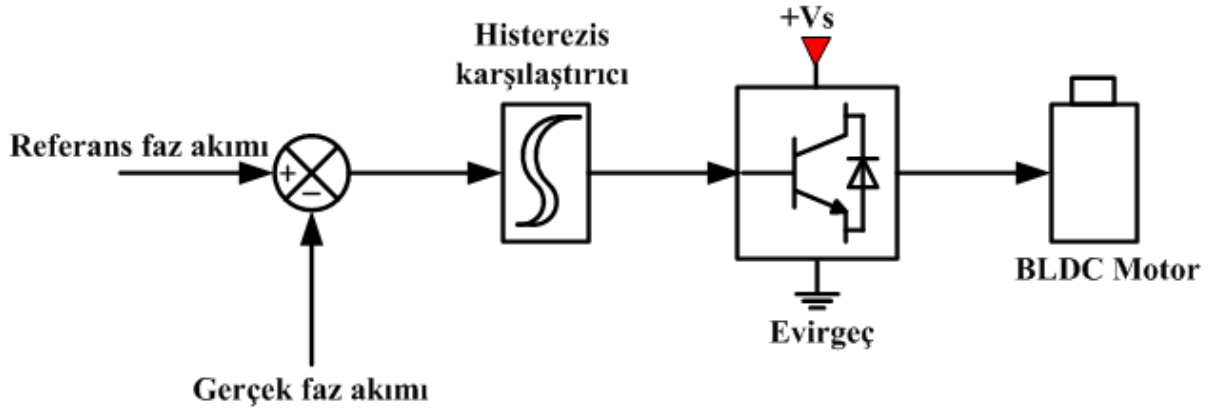


Şekil 3.5. PWM çalışma prensibi

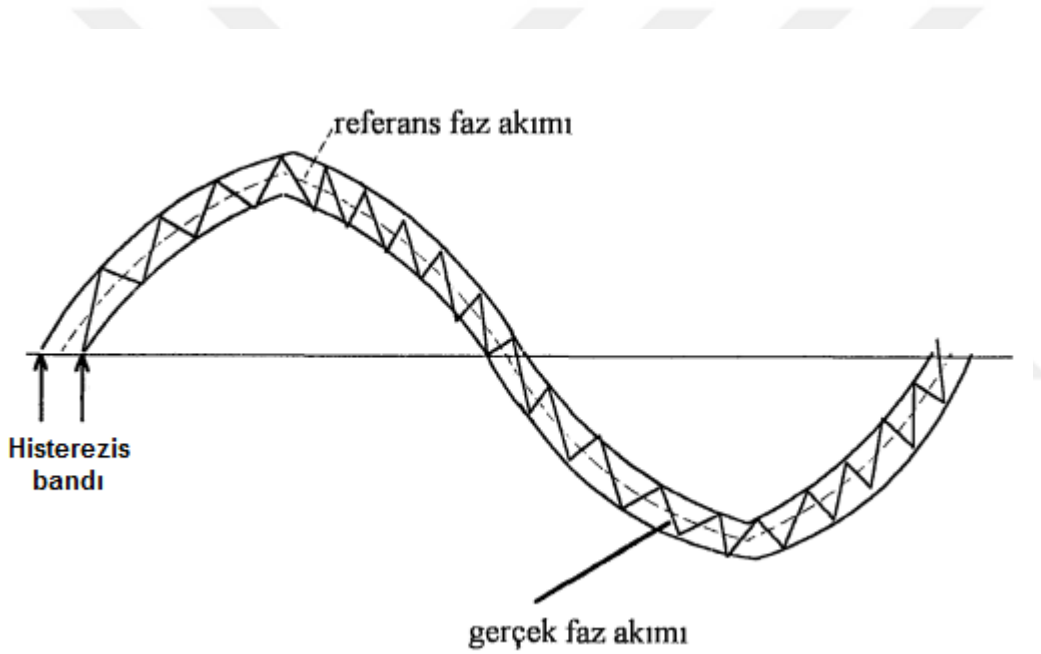
Çıkıştaki PWM sinyali sabit frekanslı değişken darbe genişliğine sahip bir kare dalgadır. Güç anahtarları PWM sinyali ile kontrol edilir. Şekil 3.4'te görüldüğü gibi mantık devresinin çıktıları PWM sinyali ile “ve” işlemine tabi tutulmuştur. Buna göre enerjilendirme düzenlerinin her aşamasında ilgili iki faz sürekli değil, PWM sinyalinin yüksek olduğu anlarda enerjilendirilecektir. PWM sinyalinin darbe genişliği yükseltilmiş akım hata sinyalinin büyüklüğünü yansıtmaktadır. Örneğin motor akımı komut değerinden çok düşükse hata sinyali ve yükseltilmiş akım hata sinyali yüksek olacaktır. Bu durumda Şekil 3.5'te görüldüğü gibi çıkıştaki PWM sinyalinin darbe genişliği de fazla olacaktır. Bu PWM sinyali kontrol sinyalleri ile “ve” işlemine tabi tutulunca ilgili 2 güç anahtarı o aşamada geçirilen sürenin çoğunluğunda açık olacak ve akım değeri yükselecektir.

Şekil 3.6'da histerezis akım kontrolü 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.





Şekil 3.6. Histerezis akım kontrolü



Şekil 3.7. Histerezis çalışma prensibi

Şekil 3.7’de görülen histerezis aralığı, “h” olmak üzere, gerçek akım değerinden en fazla  $+h$  ve  $-h$  kadar olmasına izin verilir. 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, histerezis devresinin çıkışları konum değiştirerek güç elemanlarının uygun şekilde anahtarlanmasını sağlar. Bu şekilde evirici devresindeki güç yarı iletkenlerini anahtarlama suretiyle faz akımları histerezis aralığında tutulmuş olur. Sistem kontrolü üzerinden incelendiğinde, histerezis akım kontrolü PWM akım

kontrolüne göre tepkisi hızlıdır ve gecikme söz konusu değildir [16]. Bu tez çalışmasında histerezis akım kontrolü kullanılmıştır.

### 3.2.1. Akım kontrolcüsü

Altı adımlı FDAM kontrolünde, anahtarlama biçimi, kontrolcünün  $60^\circ$  aralıklar ile farklı anahtarların altı adımda  $360^\circ$  'yi tamamlaması ile belirlenmektedir. Her bir aralıkta kontrolcü, rotor ve stator akılarını senkron bir şekilde tutabilmek için 3 fazdan uygun olan ikisinin sargılarını enerjilendiren iki anahtarı belirler [17].

Akım kontrolcüsü ardışık olan iki bloktan oluşur: ilki referans akım oluşumundan sorumludur, ikincisi evirgeç anahtarlarını sürmesi için uygun anahtarlama sinyallerini oluşturan referans akımının kullanıldığı kısımdır.

Referans akım oluşumu sürecinde, " $K_t$ " tork sabiti, " $T_{ref}$ " referans tork değeri olmak üzere " $I_{ref}$ " referans akımı aşağıda ki bağıntı ile hesaplanmaktadır.

$$I_{ref} = \frac{T_{ref}}{K_t} \quad (3.10)$$

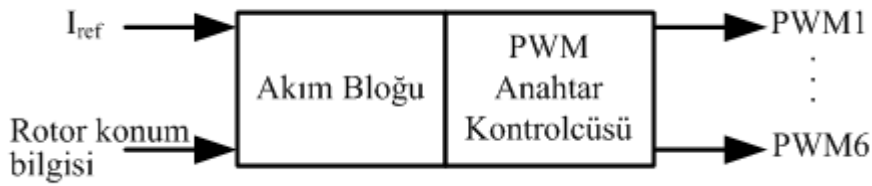
Rotor konum bilgisine göre, referans akım bloğu 3-faz referans akımları ( $i_{aref}$ ,  $i_{bref}$  ve  $i_{cref}$ ) oluşturur. Bu akımlar evirgecin belirli anahtarlarını kontrol etmek için uygun PWM sinyallerini gönderen kontrolcü tarafından kullanılırlar.



Şekil 3.8. Akım blok diagramı

Akım kontrolcüsünün ikinci kısım olarak tanımlanan bölümü, PWM akım kontrolcüsünün yani bu tez çalışmasında kullanılacak olan histerezis akım kontrolünün bulunduğu bloktur. Bu bloğun amacı motorun faz voltajı ve akımlarını düzgün bir şekilde kontrol edebilmesi

için evirgecin anahtarlarını süren PWM sinyallerini oluşturmaktır. Bu iş, gerçek motor akımlarının algılanıp hata sinyallerini oluşturan kontrolcü sayesinde histerezis kontrol metoduna göre yapılır. Daha sonra bu akımlar akım bloğu tarafından oluşturulan referans akımlar ile mukayese edilerek ve histerezis bandı kullanılarak, kontrolcünün kapı sinyallerini oluşturabilmesi sağlanır. Bu kontrol metodu anlık PWM geri beslemeli akım kontrol metodudur çünkü kontrolcü motor faz akımlarını sürekli görüntülemekte ve histerezis bandı içerisinde olup olmamasını kontrol etmektedir.



Şekil 3.9. Tüm akım kontrolcüsü blok diagramı

### 3.2.2 Hız kontrolcüsü

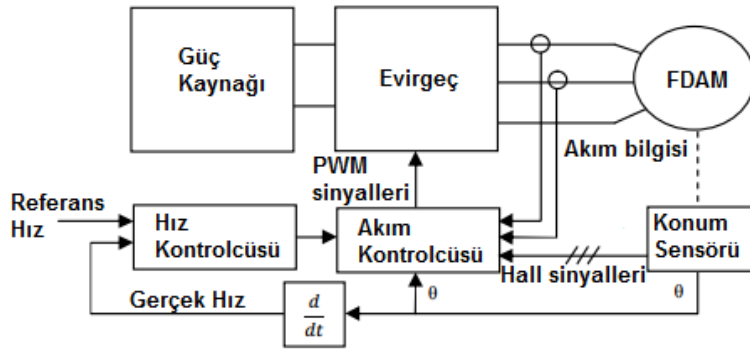
FDAM hız kontrolü kapalı döngü kontrol ile sağlanır. Motorun hızı, terminallere uygulanan voltajın genliğine bağlıdır ve uygulanan voltaj PWM tekniği ile kontrol edilir. Bu kontrolcünün amacı uygun kontrol sinyali üreterek motorun hızı ile referans hız arasındaki hatayı minimize ve yok etmektir. Bu tez çalışmasında önerilen motor sürücüsünde hız kontrolcüsü, hata sinyali oluşturur ve bu sinyal yükseltilerek önceki kısımda belirtilen referans akım değerini oluşturabilmesi için akım kontrolcüsü tarafından kullanılan referans torka dönüştürülür. Hız kontrolcüsünün girişinde referans hız kullanıcı tarafından belirlenir. İkinci girişi gerçek motor hızıdır ve bu değer ölçümü sürücü yapısına göre birçok yol ile sağlanabilir. Şayet motor sürücüsü sensörlü yapıda ise, motorun hızı, rotor konum sensörleri tarafından sağlanan konum geri besleme sinyalleri ile hesaplanabilir. Bununla birlikte, şayet motor sürücüsü sensörsüz yapıda ise hız, terminal voltajı ve akımı gibi motor nicelikleri üzerinden rotor konum bilgisi tahmini ile elde edilebilir.

Belirli anlarda ki rotorun konumu belirlendikten sonra, gerçek motor hızı aşağıdaki bağıntı yardımı ile hesaplanabilir:

$$v = \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (3.11)$$

$\theta$ : rotorun mekanik açısı

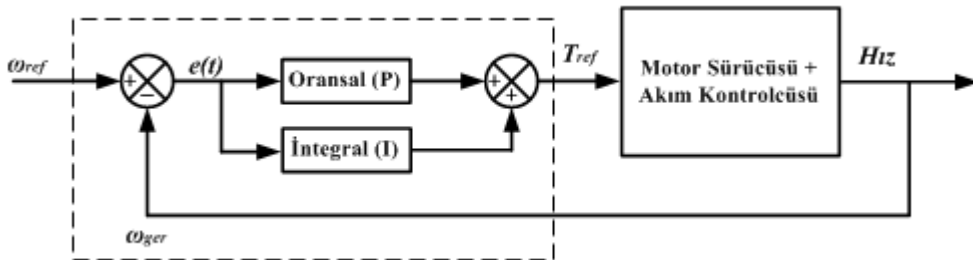
Gelinen noktada, sensörlü bir sürücüye sahip FDAM blok diyagramı Şekil 3.10'da gösterilmiştir.



Şekil 3.10. FDAM sürücü blok diyagramı [17]

#### Oransal-İntegral (PI) hız kontrolcüsü

FDAM'nin performansını artırmak için çeşitli kontrol yöntemleri denenmiştir. Ancak fırçasız DA motor hız kontrolünde, yapısının basit ve sade olması nedeniyle genellikle PI (Oransal İntegral) kontrol kullanılmaktadır. PI kontrolcüsü adından da anlaşılacağı üzere iki bloktan oluşur. Geri beslenen sinyal ile referans sinyalin farkından bir hata sinyali oluşturulur ve bu hata PI bloklarından geçirilerek belirli ayarlama ve yükseltim ile sistem çıkışını arzu edilen seviyeye getirmeye çalışır. Şekil 3.11 PI kontrolcü blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 3.11. FDAM PI hız kontrolcüsü blok diyagramı

PI kontrolcüsü çıkış sinyali referans torku oluşturur ve akım kontrolcüsündeki referans akım tepe değerini oluşturmak için kullanılır. Hata değeri gerçek hız ve istenilen hız farkına göre aşağıda ki gibi hesaplanabilir:

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_{ger} \quad (3.12)$$

PI kontrolcü eşitlikleri:

$$\text{Oransal blok: } P = K_P \cdot e(t) \quad (3.13)$$

$$\text{İntegral bloğu: } I = K_I \cdot \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (3.14)$$

$$\text{Kontrolcü Çıkışı: } T_{ref}(t) = P + I = K_P \cdot e(t) + K_I \cdot \int_0^t e(\tau) d(\tau) \quad (3.15)$$

$K_P$  ve  $K_I$  değerleri sırası ile oransal ve integral kazanç değerleridir. Bu değerler, Çizelge 3.2’de gösterildiği gibi sinyalin yükselme zamanı, aşma yüzdesi, oturma süresi ve sürekli durum hatasına ilişkin sistem performansını ve cevabını etkiler.

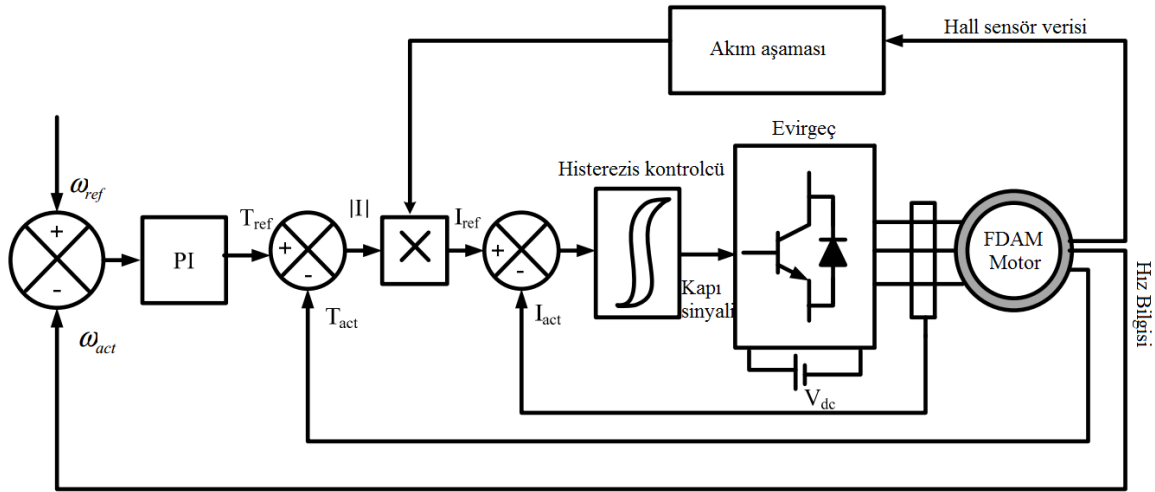
Çizelge 3.2. PI hız kontrolcüsü kazançlarının etkisi

Kazanç Tipi	Yükselme zamanı	Aşma	Oturma zamanı	Sürekli Durum Hatası
$K_P$	Azaltır	Artırır	Küçük değişim	Azaltır
$K_I$	Azaltır	Artırır	Artırır	Elimine eder

Özetlemek gerekirse; iyi tasarlanmış bir kontrolcünün iki amacı sağlaması beklenir:

1. Sıfır ya da olabildiğince küçük sürekli durum hatası
2. İyi bir dinamik tepki, örneğin referans girişindeki ani değişim ya da harici bozulmalara karşı hızlı tepki vermesi [18].

Şekil 3.12’deki blok diyagramda görülen kapalı çevrim bir kontrol sistemi kullanılarak yapılan FDAM hız kontrolü ile motorun arzu edilen bir hızda ani yüklenmelerde dahi kararlı bir şekilde çalışması sağlanır.



Şekil 3.12. FDAM kapalı çevrim hız kontrol diyagramı [19]

Burada istenilen ve gerçek hız değerleri karşılaştırılarak bir hız hata bilgisi oluşturulur. Bu hata bilgisi PI kontrolcünden geçirilerek referans tork üretilir ve motorun tork-akım eşitliği ile akıma dönüştürülür. Ölçülen gerçek akım değerleri ile kıyaslandıktan sonra histerezis akım kontrolcüsüne beslenir ve kontrolcünün çıkışında da kapı darbelerine dönüşerek uygun anahtarların anahtarlanması sağlanmış olur [19]. Anlık akım kontrolü, PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) akım kontrolcüsü ile sağlanamaz [16]. Histerezis akım kontrolcüsü bu dezavantajı ortadan kaldırmak için kullanılmaktadır. Bu çalışmada da FDAM hız ve akım kontrolü için, yukarıda bahsedilen kontrol tekniği benimsenmiştir.

### 3.3. FDAM Sensörsüz Kontrolü

Pozisyon sensörleri, değişken hız kontrolüne ihtiyaç duyulan ve sistem dinamiklerinin özellikle istenilen durum olmadığı uygulamalarda, motorun maliyeti ve ebatını küçültmek adına elimine edilebilir [20]. Aslında zıt-EMK ve akım algılayıcı gibi bazı metotlar çoğu durumda doğru rotor pozisyonunu tahmin etmede yeterli bilgiye sahip olup bu sayede de senkron faz akımları ile motorun çalışmasını sağlamaktadırlar. Pozisyon sensörlerine ihtiyaç duymayıp elektriksel ölçümlere ihtiyaç duyan PM fırçasız bir sürücüyü sensörsüz sürücü adı verilir.

FDAM sensörsüz çalışma için oldukça elverişlidir çünkü doğası gereği motorun terminal voltajlarından rotor pozisyon bilgisini çıkartarak sensörün oluşturduğu maliyeti ortadan kaldırır. Faz komütasyon periyotları hariç 3-faz motorun uyartılmasında aynı anda iki faz

iletimdedir ve iletimde olmayan faz üzerinde zıt-EMK bulundurmaktadır. Birçok kategoride sensörsüz kontrol metodu mevcuttur fakat en popüler olanı zıt-EMK'ye dayanmaktadır. Kullanılmayan fazdaki zıt-EMK'yi algılama yıldız sargılı motorların komütasyon sıralamasını sağlamadaki en az maliyetli olanıdır. Zıt-EMK durağan konumda sıfır ve hız ile orantılı olduğu için sinyal-gürültü-oranı yüksek olan terminal voltajı üzerinde düşük hızlarda sıfır geçişleri belirlenemeyebilir. Bu sebepten dolayı tüm zıt-EMK tabanlı sensörsüz kontrol metotları düşük hızlarda limitlenmekte ve açık döngü başlangıç koşuluna ihtiyaç duymaktadır [21].

Fırçasız tip DA motorların stator kısmı rotorun başlangıç pozisyonunu belirlemenin temeli olan lineer olmayan bir manyetik doyum karakteristiğine sahiptir [21]. Stator sargılarına belirli bir süre voltaj uygulanıp enerjilendirildiği zaman sabit yönde bir manyetik alan oluşacaktır. Endüktans farkından dolayı akım tepkileri farklıdır ve bu akım tepkilerinin değişimi ile rotorun pozisyon bilgisi elde edilmektedir [22]. Bu yüzden stator sargısının endüktansı rotor pozisyonunun bir fonksiyonudur.

Sensörsüz kontrol teknikleri;

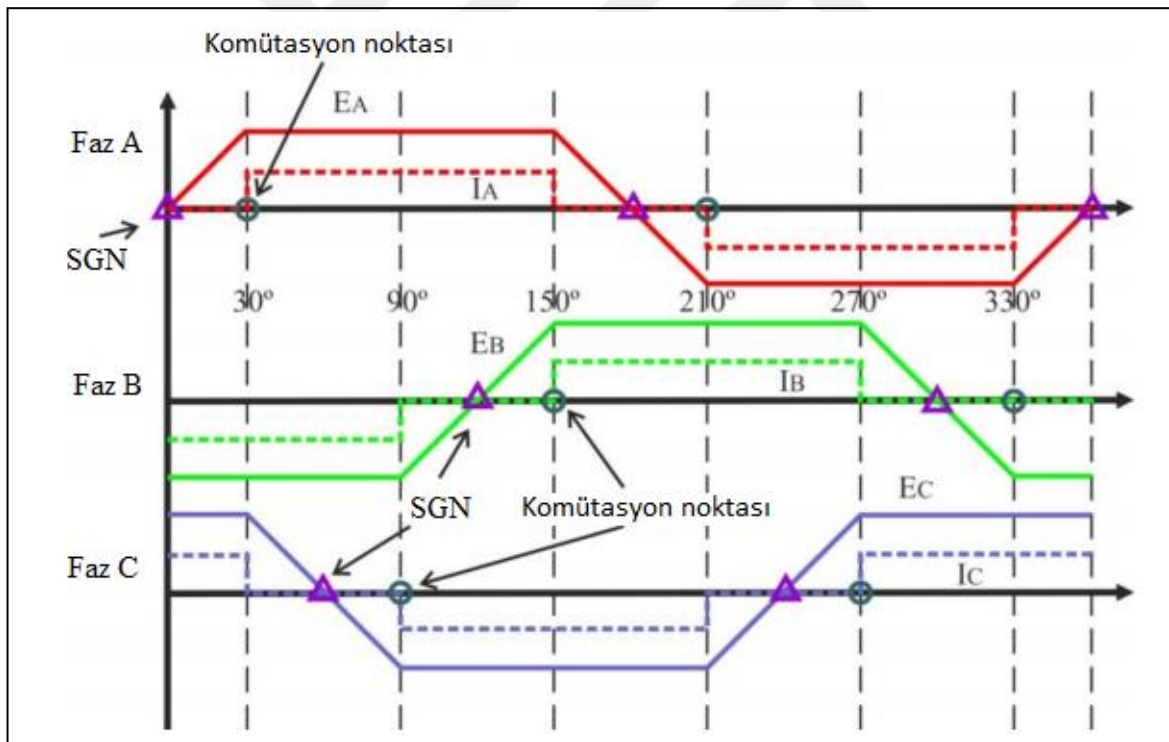
- Zıt-EMK sıfır geçiş belirleme (SGB) ya da Uç gerilimini algılama
  - Zıt-EMK 3. harmonik voltaj algılanması
  - Serbest-geçiş diyot iletimi ya da Uç akımını algılama
  - Zıt-EMK integrasyonu (Tümleştirme)
  - Zıt-EMK kestirim yöntemi
- olmak üzere 5 sınıfta incelenebilir.

### **3.3.1. Zıt-EMK SGB metodu (Uç gerilimi algılama)**

Sıfır geçiş yaklaşımı, zıt-EMK belirleme metotları içerisindeki en basit metotlardan birisidir ve uyarılmamış fazdaki sıfır geçiş noktası anını belirlemeye dayalıdır. Bu Sıfır geçişi bir sonraki sırada bulunan evirgeç komütasyonunun oluşması için RC zaman sabiti kadar basit bir zamanlayıcı başlatır ve bu zaman aralığının sonunda komütasyon gerçekleşir.

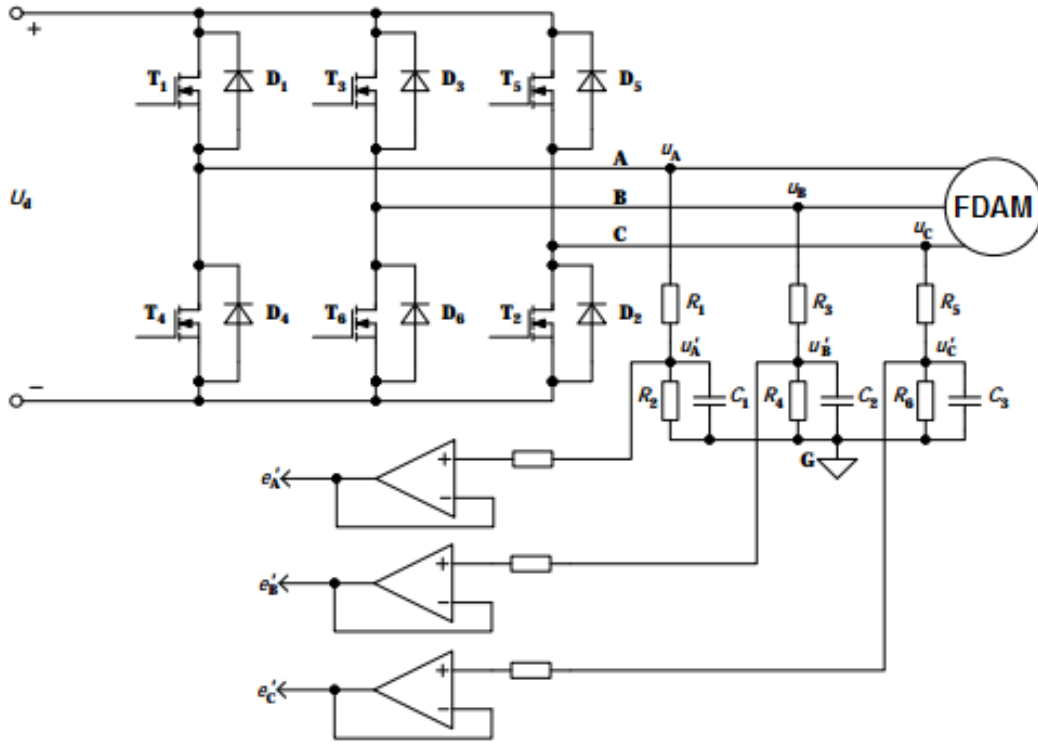
Tipik bir FDAM çalışmasında faz akımı ve zıt-EMK sabit tork üretebilmek için aynı hızda olmalıdırlar. Şekil 3.13’de gösterilen akım komütasyon noktası FDAM’yi sürmek için 3-faz evireç üzerinden altı-adım komütasyon şeması kullanılarak zıt-EMK sıfır geçiş noktası ve  $30^\circ$ ’lik bir faz kayması ile kestirilebilir. Her fazın iletim aralığı  $120^\circ$ ’dir. Bu yüzden herhangi bir zamanda iki fazdan akım akarken üçüncü faz boş bırakılır. Maksimum torku elde edebilmek için motorun boş sargısı üzerinde zıt-EMK sıfır geçiş noktası belirlenerek her  $60^\circ$ ’de evirgeç komütasyon edilmelidir böylece akım ile zıt-EMK aynı fazda olur.

Zıt-EMK sıfır geçiş anından  $30^\circ$ ’lik (elektriksel derece) gecikmesinin olduğu bu teknik hız değişimlerinde çok fazla etkilenmemektedir. SGN (Sıfır Geçiş Noktasını) belirlemek için suskun olan faz boyunca fazdaki zıt-EMK gözlemlenmeli ve terminal voltajı ilk başta Şekil 3.14’de gösterildiği gibi alçak geçiren filtre ile filtrelenmelidir.



Şekil 3.13. Zıt- EMK sıfır geçiş noktaları ve faz akımı komütasyon noktaları





Şekil 3.14. Zıt- EMK belirleme devresi [23]

Burada faz kayma açısı algılanan hat üzerinden basit bir şekilde hesaplanabilir. Örneğin, Şekil 3.14’deki A fazını dikkate aldığımızda gerçek ve işlenen sinyaller arasındaki ilişki “Eş. 3.16” deki gibi ifade edilebilir;

$$u'_A/u_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j2\pi f R_1 R_2 C_1} \quad (3.16)$$

“f” zıt-EMK frekansıdır. Faz gecikmesi ise aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\alpha = \arctan \frac{2\pi f R_1 R_2 C_1}{R_1 + R_2} \quad (3.17)$$

3 adet alçak geçiren filtre (AGF), faz terminal voltajları içerisinde evirgeç anahtarlamasının neden olduğu yüksek harmonikleri elimine etmek için kullanılır. AGF’lerin zaman gecikmesi FDAM ‘nin yüksek hızdaki operasyonlarını limitlemektedir.

Zamanlama aralığı rotor hızının bir fonksiyonu olarak programlanmadıkça, bu metodun sadeliğinden ötürü sıfır geçiş saptanmasında ki gürültüye karşı duyarlılığı yüzünden geniş

hız aralıkları üzerinde performansı bozulur. Başka bir dezavantajı, düşük hızlarda bir anahtarlama biçimi elde etmek için gürültülü terminal voltajını kullanmak mümkün değildir çünkü zıt-EMK dururken sıfırdır ve rotor hızı ile orantılıdır. Aynı zamanda tahmin edilen komütasyon noktaları hızın çabucak azalması ve artması sırasında özellikle düşük ataletli bir sistemdeki geçici periyotta pozisyon hatasına neden olur.

### 3.3.2. Üçüncü harmonik voltaj integrasyonu

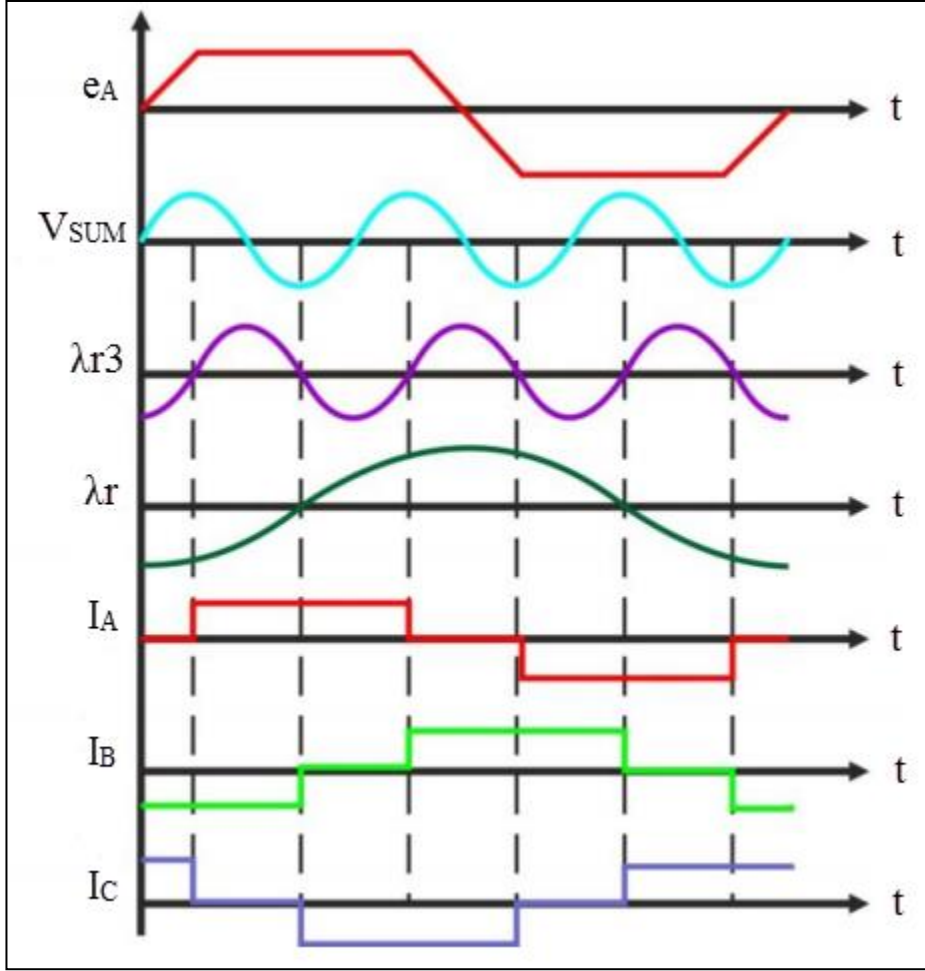
Bu metot, FDAM'nin komütasyon anını belirlemek için zıt-EMK'nin 3. harmoniğini kullanır. Yamuksal hava boşluğu akı dağılımı ile simetrik Y-bağlı 3 faz motor içerisinde 3 stator faz voltajının toplamı ana ve tüm harmonik bileşenler olan çoklu fazların elimine edilmesi ile sonuçlanması gerçeğine bağlıdır. Toplama sonucuna herhangi bir yük ve hız için temel hava boşluğu voltajı ile sabit bir faz kayması oluşturan 3. harmonik bileşen ile bakılır.

3. harmoniğin uygun işlemi ile rotorun akı pozisyonu ve uygun evirgeç akım kontrolü sağlanır. Zıt-EMK SGN belirleme metodunun aksine çok az filtreleme ihtiyacı duyar. Sonuç olarak geniş hız aralıklarında yüksek performans gösteren bu metot filtreleme gecikmelerine duyarlı değildir. 3. harmonik daha düşük hızlarda belirlenebildiği için daha kuvvetli motor başlangıç performansı da sağlanılmaktadır.

Toplanan terminal voltajları motorun nötrü üzerinden yalnızca sıfır sıralı akım bileşenleri geçebilmesinden dolayı sadece 3. harmonik ve katlarını içerir. Anahtarlama anlarını sağlamak için 3. harmonik voltaj bileşenini sağlayan filtrelenmiş voltaj sinyalinin rotorun akı bağlantısını tahmin etmek için “Eş. 3.18” de gösterildiği gibi integrali alınır:

$$\lambda_{r3} = \int V_{SUM} \cdot dt \quad (3.18)$$

Şekil 3.15’de Faz-A’ya karşılık gelen motor iç voltajı,  $e_A$ , stator faz voltajları toplamından elde edilen 3.harmonik sinyali  $V_{SUM}$ , rotor akısı 3.harmonik bileşeni  $\lambda_{r3}$ , rotor akısı  $\lambda_r$  ve stator faz akımları gösterilmiştir. Akım başına maksimum torku elde edebilmek için stator akımı rotor akısına göre  $90^\circ$  elektriksel derecede tutulur. Ek olarak rotor akısının 3.harmonik bileşeninin sıfır geçişleri tam olarak istenilen her akım komütasyonu anında  $60^\circ$  elektriksel derecede olur.



Şekil 3.15. Zıt-EMK, 3.harmonik voltajı, rotor akısı ve rotor akısı temel bileşenleri ve motor faz akımları

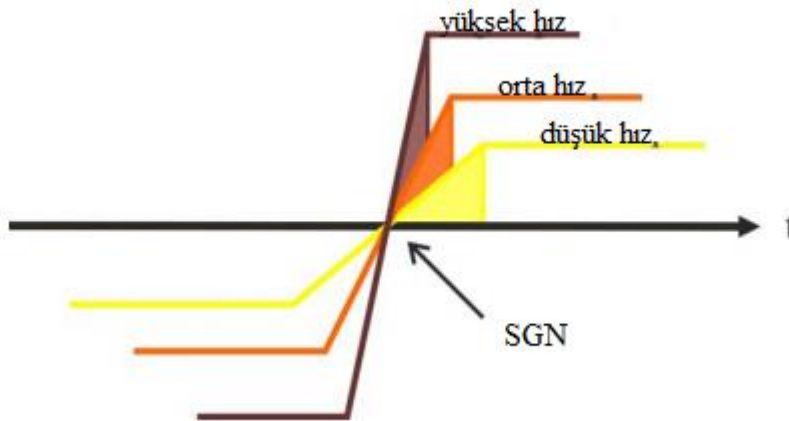
### 3.3.3. Serbest dönen diyot iletim belirleme metodu (Terminal akımı algılama)

Bu teknikte pozisyon bilgisi faz içerisinde akım aktığı için birbirlerine ters olarak paralel bağlı güç transistörü ve serbest dönen diyotun iletim durumunda belirlenebilir. Bu fazdaki herhangi iletimde olan sürücü sinyali pozitif ve negatif kısımdaki transistör için verilebilir ve akım, motor sargıları içerisindeki zıt-EMK'den oluşmaktadır. 3-fazlı sabit mıknatıslı senkron motor Şekil 3.13'de gösterilen yamuk şekilli zıt-EMK'lere sahiptir. Maksimum torku oluşturabilmek için evirgeç komütasyonu, diktörtgen şekilli motor hat akımı zıt-EMK ile aynı fazda olsun diye her  $60^\circ$ 'de oluşturulmalıdır. Başlangıç için komütasyon sinyali verebileceği bir başlangıç devresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yaklaşım, geniş hız aralıklarında özellikle daha düşük hızlarda rotor pozisyonunu belirlemeyi ve başlangıç biçimlerini basitleştirmeyi mümkün kılar.

Açık faz akımları zıt-EMK'den elde edildiği için rotor pozisyonunu durağan anda belirlemek imkansızdır. Bu yüzden sensörsüz FDAM sürücü pozisyonu için uygun bir başlangıç metodu gereklidir. Bu metot önceden belirlenmiş bir zamanda keyfi iki fazın uyarılması ile başlar. Rotor uyarılan fazlara karşılık gelen yönde döner. Bu zamanın sonunda  $120^\circ$  ile anahtarlama modeli gelişen açık döngü komütasyonu yapılır ve motor hat akımının yönü değiştirilir. Başlangıç metodundan sonra motor hat akımı, uygun olan sensörsüz komütasyonun serbest dönen diyot iletim metodu ile oluşturulduğunu göstermektedir.

### 3.3.4. Zıt-EMK integrasyon (Tümleştirme) metodu

Bu teknikte komütasyon anı suskun fazın (uyarılmayan fazın) zıt-EMK'nin integrasyonu ile belirlenir. Buradaki temel özellik Şekil 3.16'da görülen zıt-EMK'nin integre edilen alanlarının yaklaşık olarak tüm hızlarda aynı olmasıdır. İntegrasyon, suskun fazın zıt-EMK'si sıfır noktasından geçerken başlar. İntegre edilen değer önceden belirlenmiş komütasyon noktasına karşılık gelen bir eşik değerine ulaştığında faz akımı komüte edilir. Şayet akı zayıflatma işlemine ihtiyaç duyulur ise akım ilerleyişi eşik voltajının değişimi ile sağlanabilir. İntegrasyon yaklaşımı anahtarlama gürültülerine karşı hassasiyeti daha azdır ve hız değişimlerini otomatik olarak algılar fakat düşük hızlı işlemleri hata birikimi ve integrasyondan kaynaklı voltaj sapma problemlerinden dolayı zayıftır. Zıt-EMK'nin pozitiften negatife lineer olarak değiştiği ve lineer eğimin hıza duyarsız olduğu kabul edildiği için eşik voltajı hız aralığı boyunca sabit tutulur.



Şekil 3.16. Zıt-EMK'nin integre edilen alanları

İntegre edilen değerler eşik değerine ulaştığında integratör çıkışını sıfırlamak için bir sıfırlama sinyali sürülür. İntegratörü başlangıçtan tekrar integre etmeyi önlemek için açıkfazdaki kalıntı akımın sıfır noktası geçişine kadar integratörün başlamayacağını garanti etmek üzere yeterince uzun süre sıfırlama sinyali tutulur.

Her motor fazı için ayrı akım sensörleri kullanımı tam akım geri beslemesi sağlayacaktır fakat özel akım sensörlerine (akım sensörleri ya da alan etkili sensörler) ilişkin maliyet sık karşılanamaz boyutta olmaktadır. İlgi çeken bir seçenek, yüzlerce volt ve onlarca akım oranları ile birkaç üretici firmadan bulunan güç mosfetleri ve IGBT'ler gibi güç anahtarları içerisine entegre edilen akım sensörleri kullanımıdır. Bununla birlikte gömülü akım sensörleri kendi yapılarına empoze edilir örneğin, akım algılayıcı terminali elektriksel olarak ilişkisi olan güç cihazından izole değildir. Aynı zamanda, yeni güç entegre devrelerinin var olması akım regülasyonu ve yüksek akım koruma amaçlı birleştirilen bu sensörlerin daha fazla avantajlı olmasını muhtemel kılar.

Son olarak zıt-EMK integrasyon metodu daha önce belirtilen sıfır-geçiş algoritmalarına kıyasla önemli ölçüde ilerlemiş performans sağlar. Bir zamanlayıcı tetiklemek için zıt-EMK sıfır geçiş noktalarını kullanmak yerine doğrultulmuş zıt-EMK dalga şekli çıkışı daha önce belirlenen bir eşik seviye ile mukayese edilen bir integratöre beslenir. İntegratör benimsenmesi azaltılmış anahtarlama hassasiyeti ve rotorun hızına göre evirgecin anahtarlama anlarının otomatik ayarlanmasını sağlar.

### **3.3.5. Kayan mod gözlemcisi ile Zıt-EMK kestirim metodu**

Bu kontrol yöntemi, gürültülere karşı bozulmaması ve dayanıklı olmasından dolayı motor hızını hesaplamak için kullanılır [23]. Ölçülen tesis ile gözlemci çıkışı arasındaki kayma hareketi oluşturan kayan mod gözlemcisi, terminal akımlarının referans çıkışları olduğu ve adaptif modelin motor akımlarını tahmin ettiği azalan dereceli bir akım gözlemcisidir. Bu yeteneği, tesis çıkışı ile tamamen orantılı olan tahminler üretmesini sağlar [24]. Önceki bölümlerde belirtilen FDAM matematiksel ifadeleri kullanılarak tüm fazların dengeli olduğu düşünüldüğünde aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(i_a - i_b) &= -\frac{R}{L}(i_a - i_b) - \frac{1}{L}E_{ab} + \frac{1}{L}V_{ab} \\
\frac{d}{dt}(i_b - i_c) &= -\frac{R}{L}(i_b - i_c) - \frac{1}{L}E_{bc} + \frac{1}{L}V_{bc} \\
\frac{d}{dt}(i_c - i_a) &= -\frac{R}{L}(i_c - i_a) - \frac{1}{L}E_{ca} + \frac{1}{L}V_{ca}
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Burada  $E_{ab}$ ,  $E_{bc}$  ve  $E_{ca}$  fazlar arası zıt-EMK,  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  ve  $V_{ca}$  hat gerilim farkları ve  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  faz akımlarını belirtmektedir. Şayet örnekleme periyodu elektriksel ve mekaniksel zaman sabitinden önemli ölçüde küçük ise zıt-EMK her bir örnekleme periyodu süresince sabittir ve bu yüzden zıt-EMK farkları sıfıra eşittir [25]. Böylece “Eş. 3.19” aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}(i_a - i_b) &= -\frac{R}{L}(i_a - i_b) - \frac{1}{L}E_{ab} + \frac{1}{L}V_{ab} \\
\frac{d}{dt}(i_b - i_c) &= -\frac{R}{L}(i_b - i_c) - \frac{1}{L}E_{bc} + \frac{1}{L}V_{bc} \\
\frac{d}{dt}E_{ab} &= 0 \\
\frac{d}{dt}E_{bc} &= 0
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Kayan mod gözlemcisi, dinamik sistemdeki kayan yüzey seçimine göre durum değişkenlerini inceler. Hat akımı tahmin edilir ve bu sistemdeki gerçek ve tahmini hat akımı arasında kayma yüzeyi dikkate alınır. “Eş. 3.20” aşağıdaki gibi Kayan mod gözlemcisi şekline dönüştürülür:

$$\begin{aligned}
\hat{\dot{x}}_1 &= -\frac{R}{L}x_1 - \frac{1}{L}\hat{x}_3 + \frac{1}{L}V_{ab} + K_{11}sign(x_1 - \hat{x}_1) \\
\hat{\dot{x}}_2 &= -\frac{R}{L}x_2 - \frac{1}{L}\hat{x}_4 + \frac{1}{L}V_{bc} + K_{22}sign(x_2 - \hat{x}_2) \\
\hat{\dot{x}}_3 &= -K_{31}sign(x_1 - \hat{x}_1) \\
\hat{\dot{x}}_4 &= -K_{41}sign(x_2 - \hat{x}_2)
\end{aligned} \tag{3.21}$$

burada,  $x_1$ , a ve b fazlarındaki hat akımları farkını;  $x_2$ , b ve c fazlarındaki hat akımları farkı;  $x_3$ , a ve b hatları arası zıt EMK;  $x_4$ , b ve c hatları arası zıt EMK; ‘^’ sembolü ilişkisi olan değişkenin tahmin edilen değeri;  $K_{11}$  ve  $K_{22}$  hat akım gözlemcisi kazancı;  $K_{31}$  ve  $K_{41}$

zıt-EMK gözlemcisi kazancını belirtmektedir.  $e = x - \hat{x}$  hata dinamikleri “Eş. 3.22” de belirtilmiştir:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\frac{1}{L}e_3 + K_{11}\text{sign}(e_1) \\ \dot{e}_2 &= -\frac{1}{L}e_4 + K_{22}\text{sign}(e_2) \\ \dot{e}_3 &= -K_{31}\text{sign}(e_1) \\ \dot{e}_4 &= -K_{41}\text{sign}(e_2) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Klasik kayan mod gözlemcisi tekniği signum fonksiyonu ile tanımlanır lakin bu yaklaşım istenmeyen çattırdamalara sahip olup rotor pozisyon verisi doğruluğunu azaltmaktadır [25]. Bu etkiyi elimine etmek için “Eş. 3.22”, satürasyon fonksiyonu ile “Eş. 3.23” de belirtildiği gibi revize edilir.

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\frac{1}{L}e_3 + K_{11}\text{sat}(e_1) \\ \dot{e}_2 &= -\frac{1}{L}e_4 + K_{22}\text{sat}(e_2) \\ \dot{e}_3 &= -K_{31}\text{sat}(e_1) \\ \dot{e}_4 &= -K_{41}\text{sat}(e_2) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Signum ve satürasyon fonksiyonları [26]’da belirtildiği gibi tanımlanabilir:

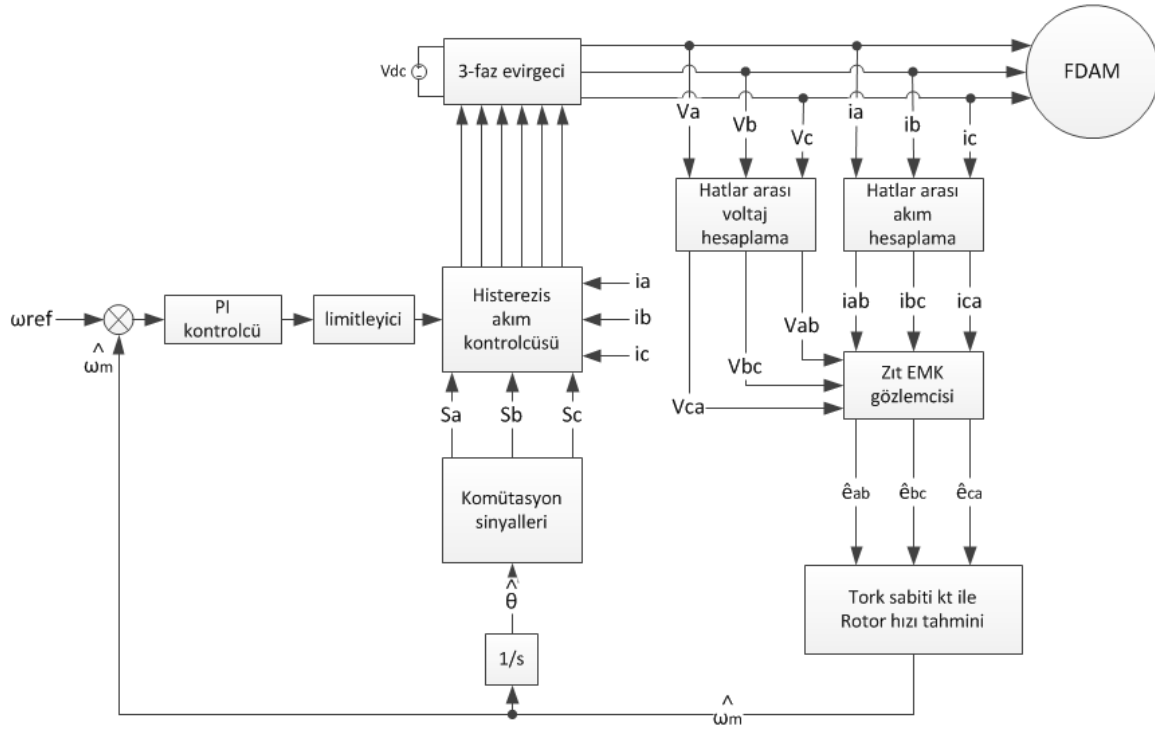
$$\text{sign}(e) = \begin{cases} 1; e > 0 \\ 0; e = 0 \\ -1; e < 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

$$\text{sat}(e) = \begin{cases} \frac{e}{\varepsilon}; |e| \leq \varepsilon \\ \text{sign}(e); |e| \geq \varepsilon \end{cases} \quad (3.25)$$

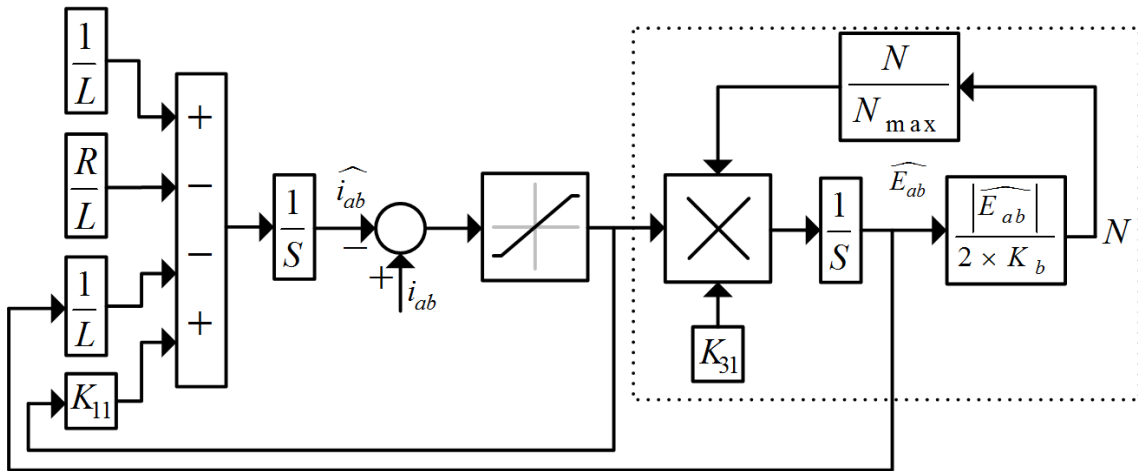
$\varepsilon$ ; kayan yüzey bandı

FDAM 'nin Kayan mod gözlemcisi tekniği ile önerilen sensörsüz kontrolü Şekil 3.17’de gösterilmektedir. Hat gerilimlerine ve akımlara bağlı olarak, zıt-EMK, kayan mod

gözlemci ile tahmin edilir ve hız ve rotor pozisyonu, tahmini zıt-EMK kullanılarak hesaplanır. Bu nedenle, zıt-EMK ve FDAM'nin hızı birbiriyle ilişkilidir, zıt-EMK'yi tahmin etmek için hız değişimi dikkate alınmalıdır ve bu nedenle hız fonksiyonu, Şekil 3.18'de gösterildiği gibi zıt-EMK'nin tahmin edilmesine dahil edilir [25]. Tahmini hız, gerçek ve referans değeri arasındaki farkın bulunabileceği hata dedektörüne beslenir.



Şekil 3.17. Kayan mod gözlemci kullanılarak önerilen sensörsüz FDAM kontrolü



Şekil 3.18. Sigmoid fonksiyonlu kayan mod gözlemcisi [24]





#### 4. SİSTEMİN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

Bu kısımda 3.bölümde anlatılan hall sensörlü, zıt-EMK sıfır geçiş noktasına göre komütasyon ve kayan mod gözlemcisi ile sensörsüz hız kontrolü konularının MATLAB/Simulink benzetim ortamında modellenmesi ve simülasyonları yapılarak FDAM'nin performansı incelenir. Kıyaslanacak olan üç farklı yöntemin benzetim sonuçları referans hız ve yük değişimi altında gözlemlenir. Çizelge 4.1'de motor parametreleri Çizelge 4.2'de ise PI kontrolcü ve kayan mod gözlemcisi parametreleri verilmiştir.

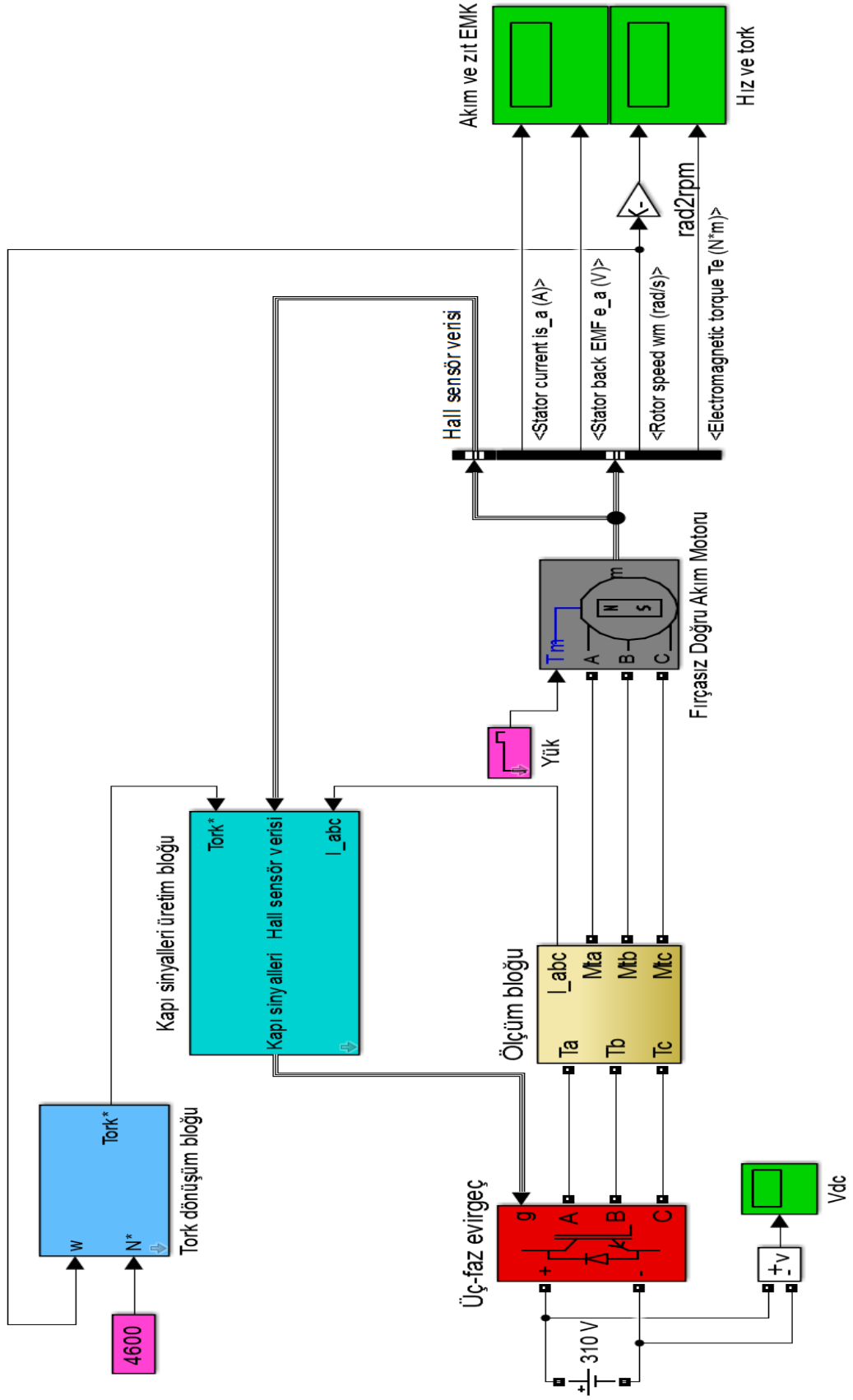
Çizelge 4.1. Motor parametreleri

Parametre	Sembolü	Sayısal değeri
Kutup çifti sayısı	$p$	4
Stator faz direnci	$R_s$	1.535 $\Omega$
Stator faz indüktansı	$L_s$	3.285 mH
Tork sabiti	$k_t$	0.49 N.m/A
Atalet momenti	$J$	1.8e <sup>-4</sup> kg.m <sup>2</sup>
Sürtünme katsayısı	$B$	0.001 N.m.s
DC hat voltajı	$V_{dc}$	310 V
Anma Hızı	$\omega_{rated}$	4600 rpm
Anma Torku	$T_{rated}$	2.2 N.m
Anma Akımı	$I_{rated}$	4.52 A

Çizelge 4.2. PI kontrolcüsü ve kayan mod gözlemcisi parametreleri

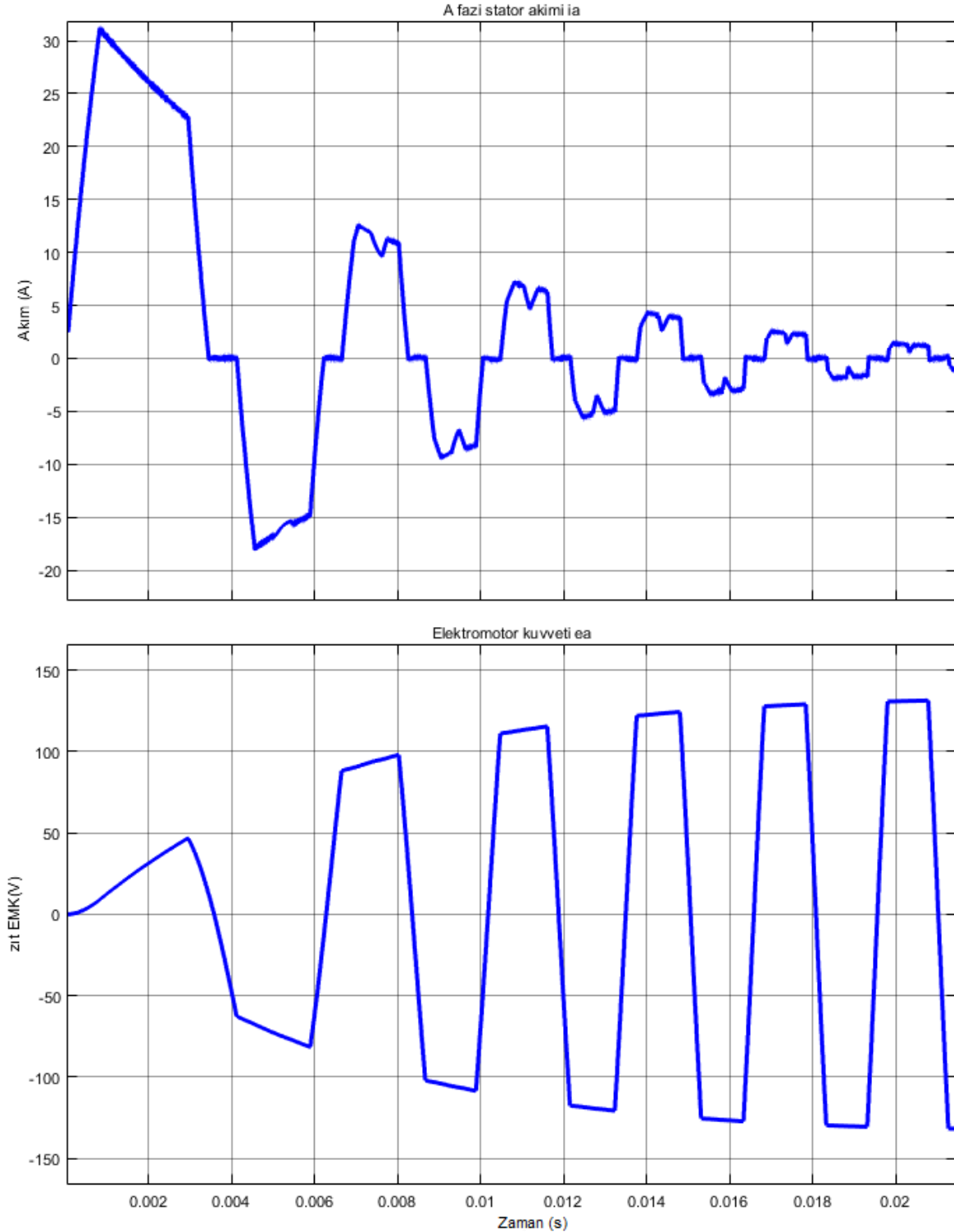
Parametre	Sayısal değeri
$k_p$	0.0035
$k_i$	0.136
$K_{11}$	75000
$K_{31}$	-19500000

Hall sensör kullanılarak yapılan FDAM hız kontrol modeli Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Bu model kapalı döngü bir sistem kontrolünü kolaylaştırmak için 120° faz kayması ile pozisyon bilgisine karşılık gelen sinyalleri oluşturan hall sensörlere dayanmaktadır.

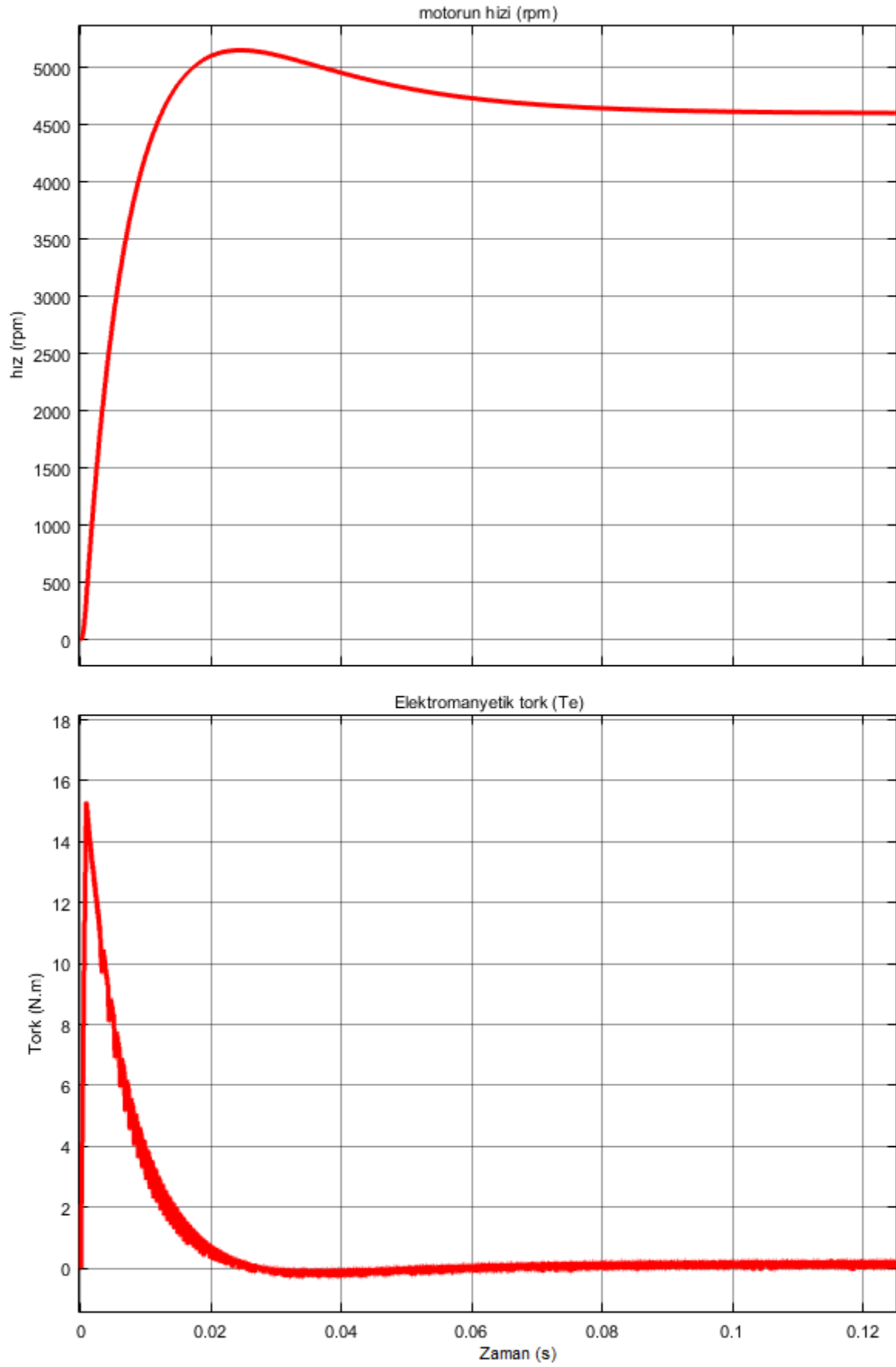


Şekil 4.1. FDAM'nin hall sensörlü hız kontrolü modellenmesi

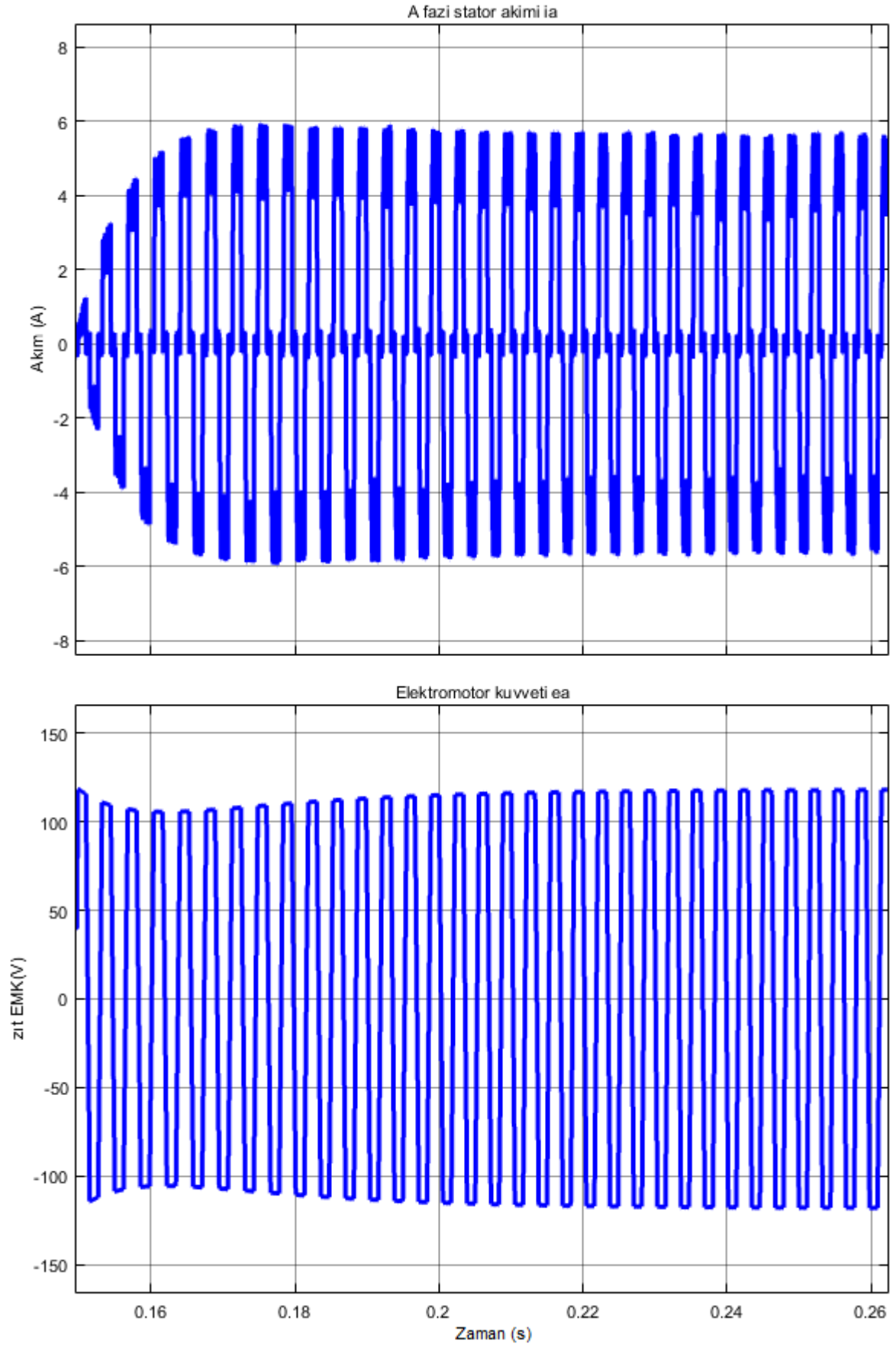
Hall sensör verilerine göre uygun komütasyon anahtarları önceki bölümlerde bahsedilen Çizelge 3.1’de verilen sıraya göre enerjilendirilir. Kapalı döngü kontrol sistemi motorun akım ve hızının regülasyonu için kullanılır. Akım hatası histerezis kontrolcüye beslenerek kontrolcü çıkışında kapı sinyallerini oluşturur.



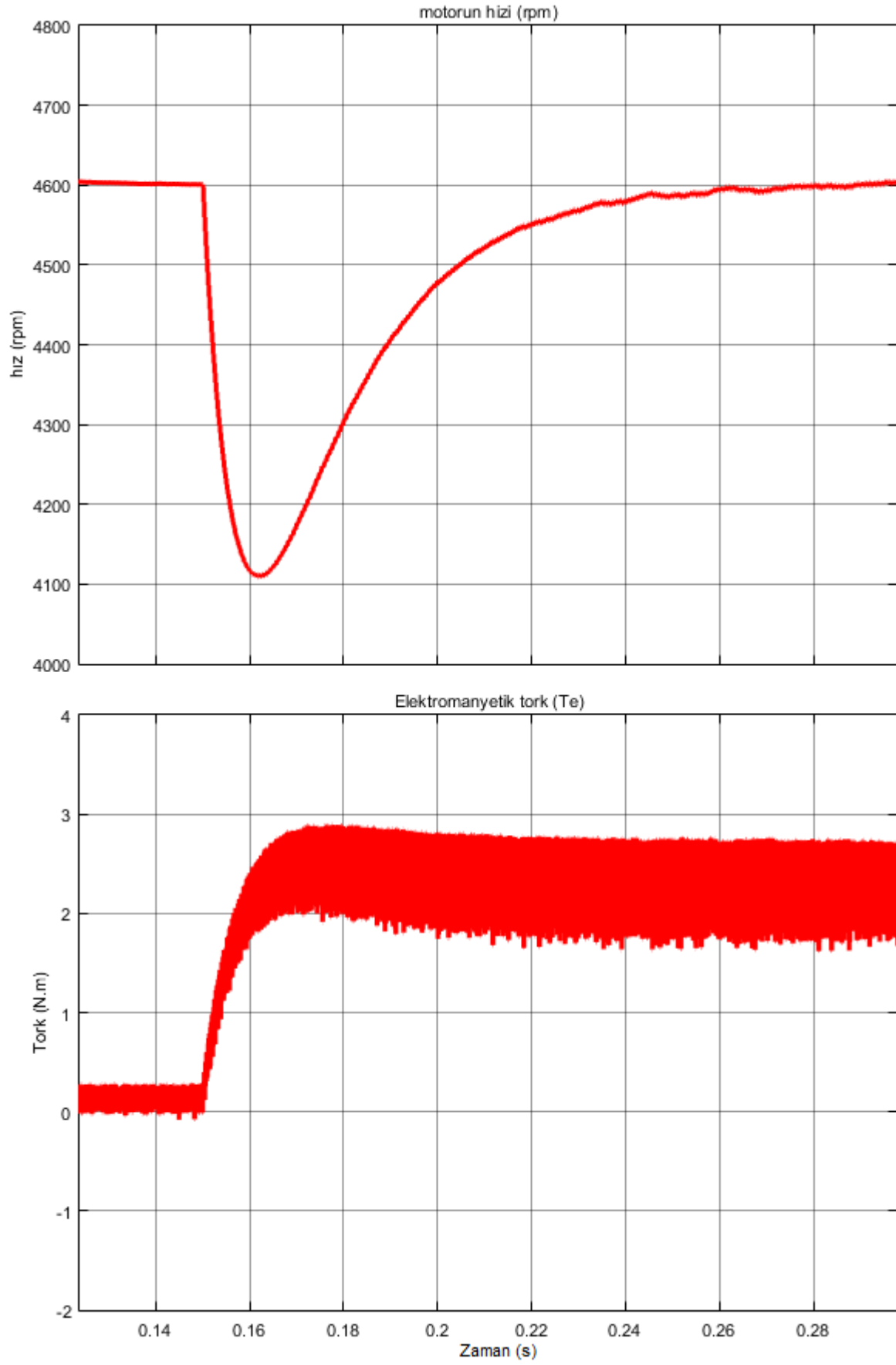
Şekil 4.2. Başlangıç koşulundaki “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi



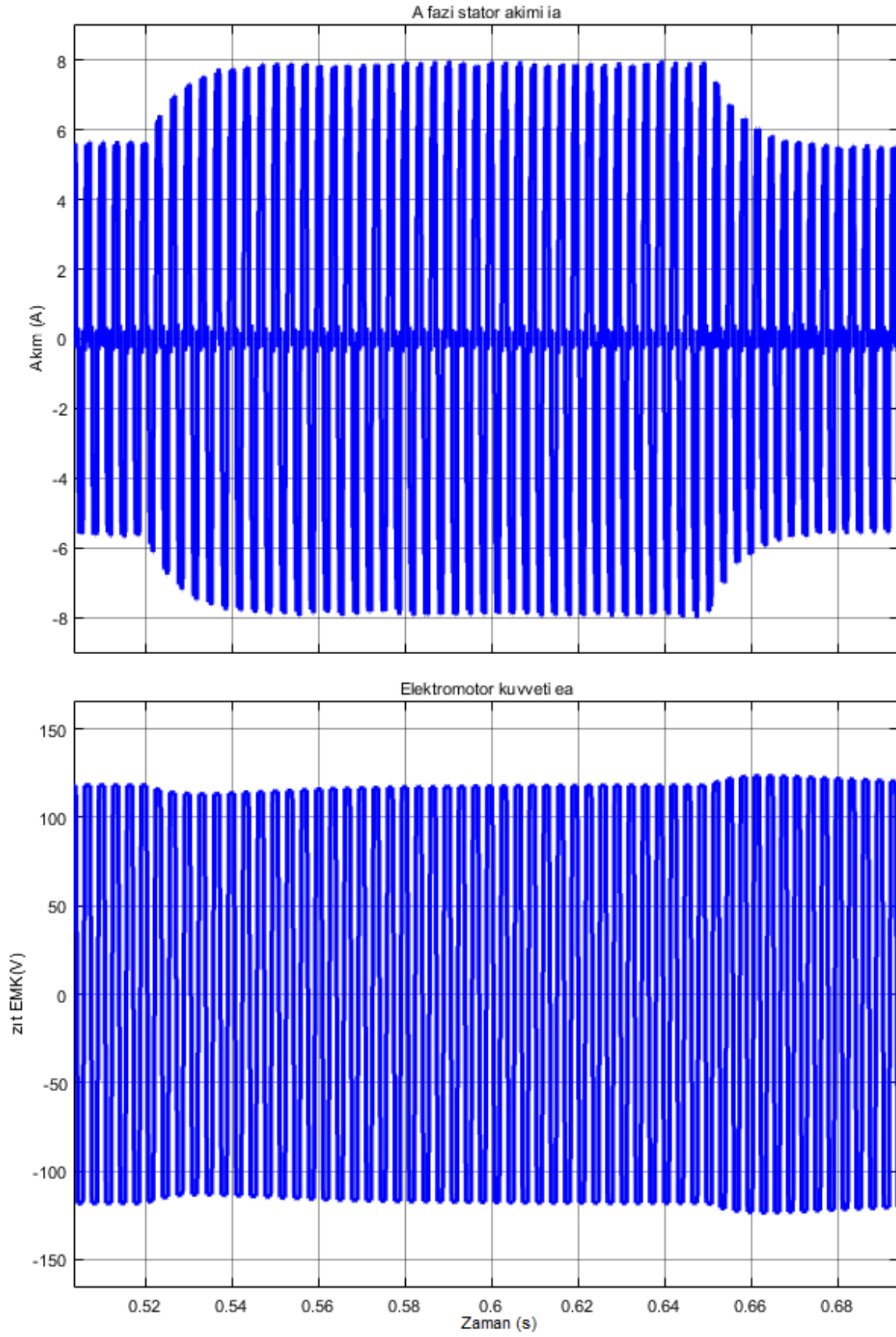
Şekil 4.3. Motorun hızlanması ve elektromanyetik torku arasındaki ilişki



Şekil 4.4. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi

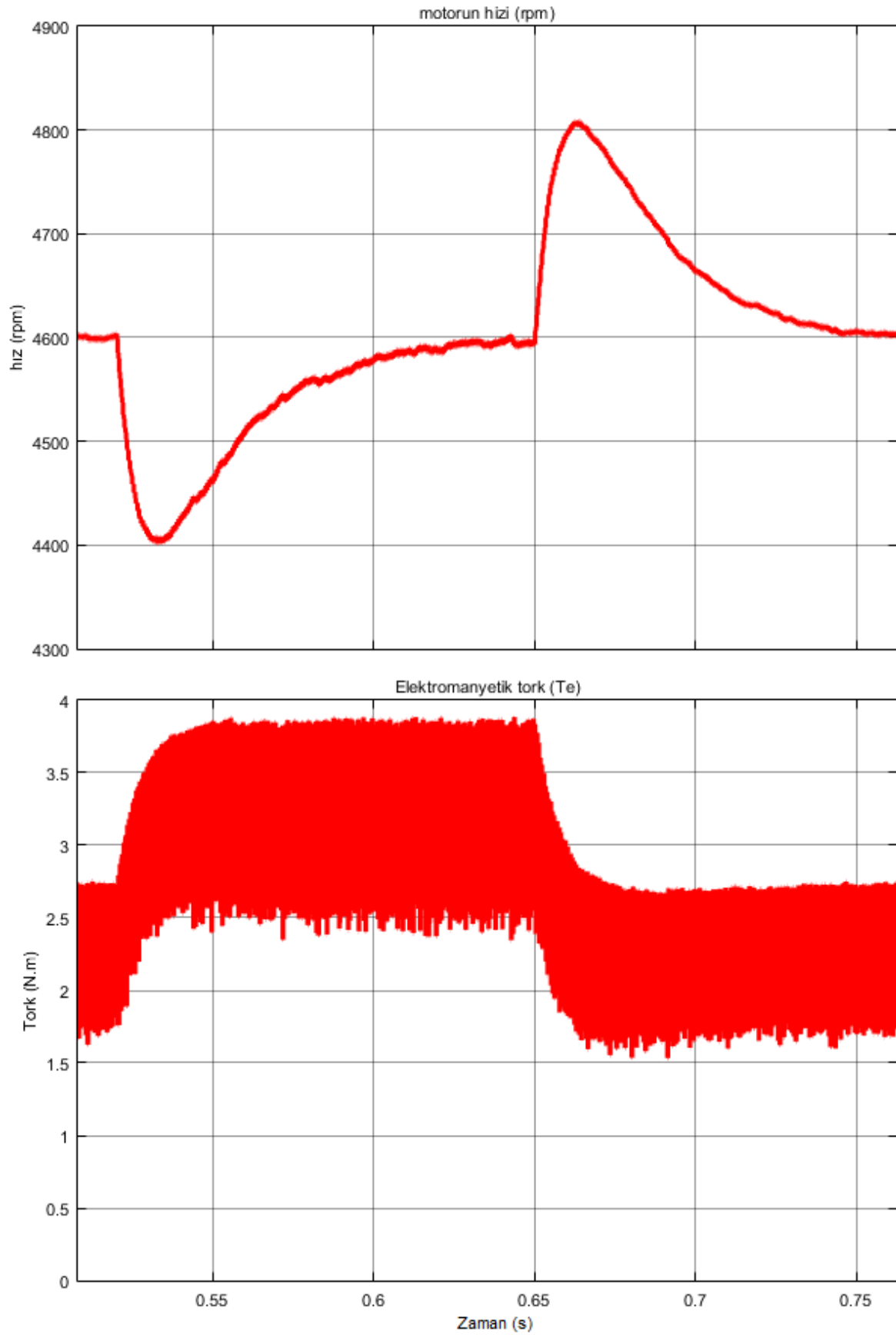


Şekil 4.5. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku

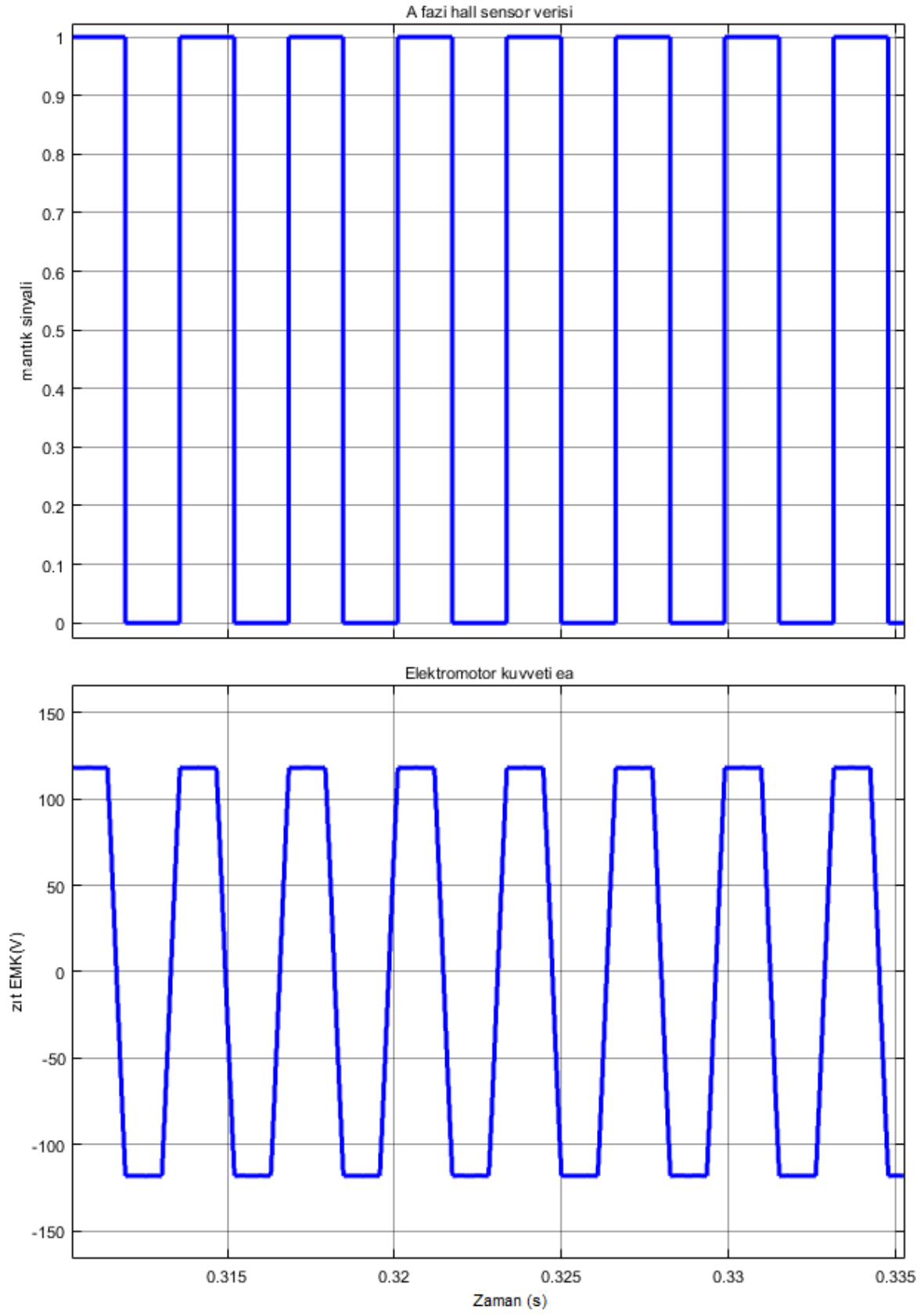


Şekil 4.6. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi

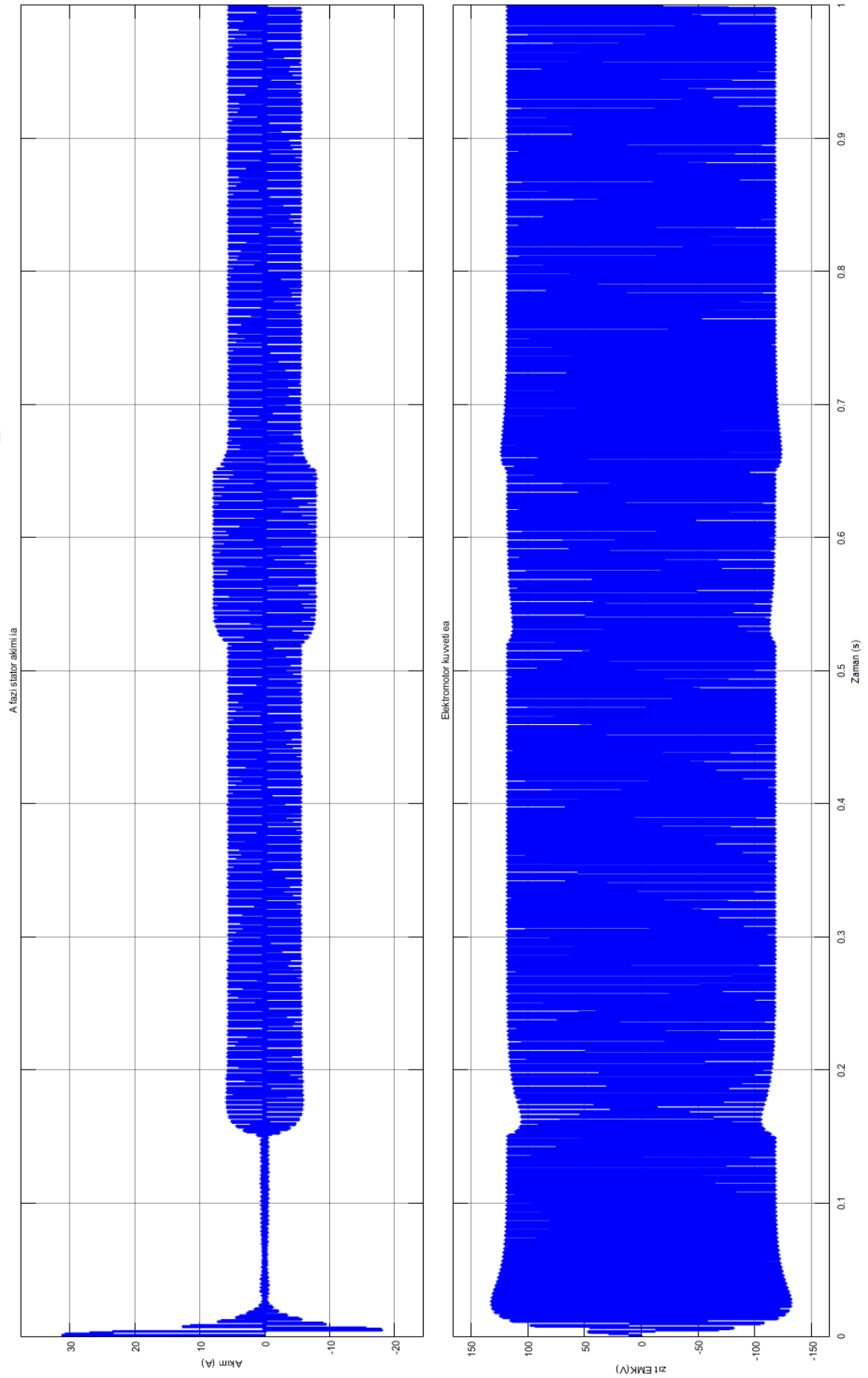




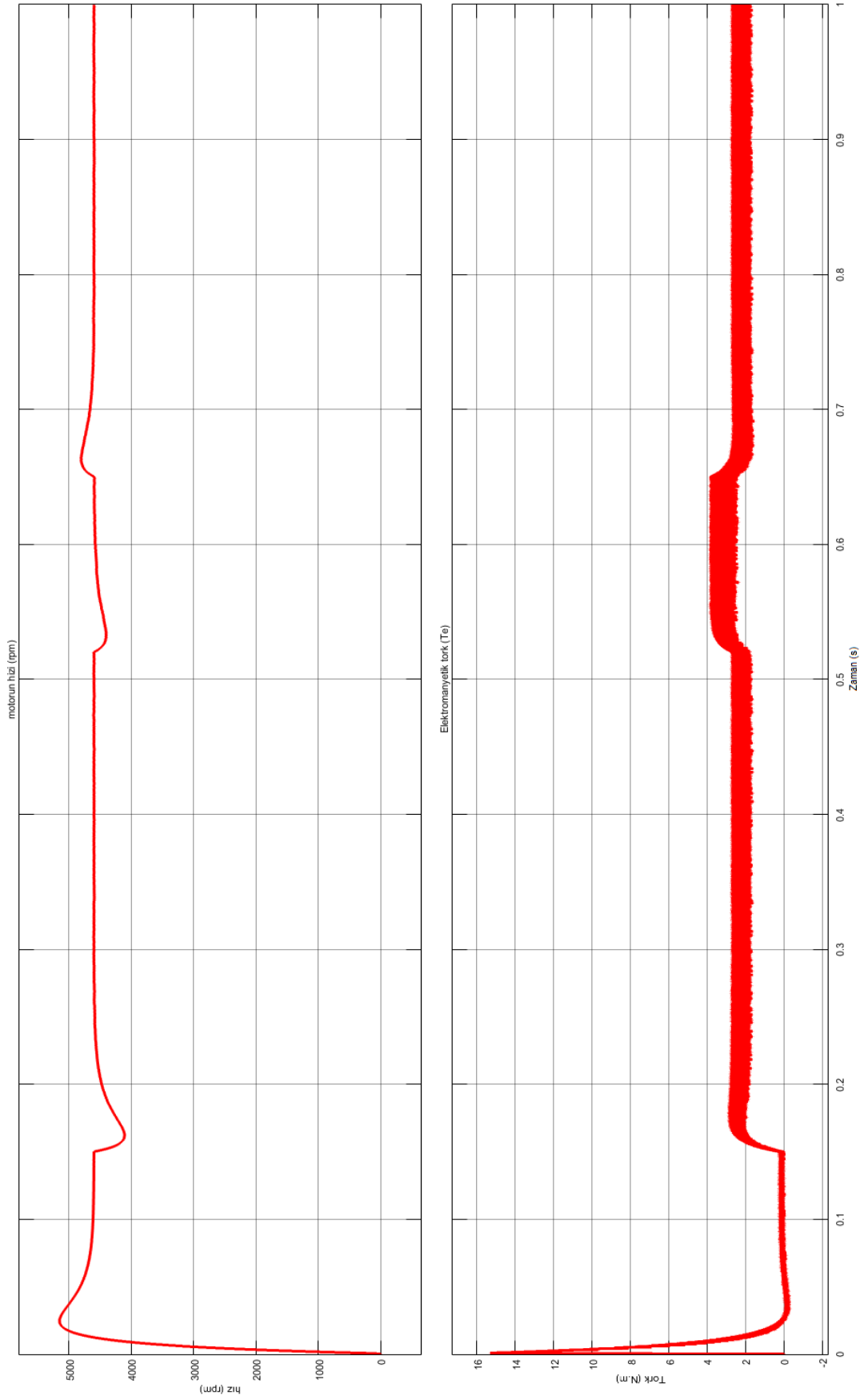
Şekil 4.7. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku



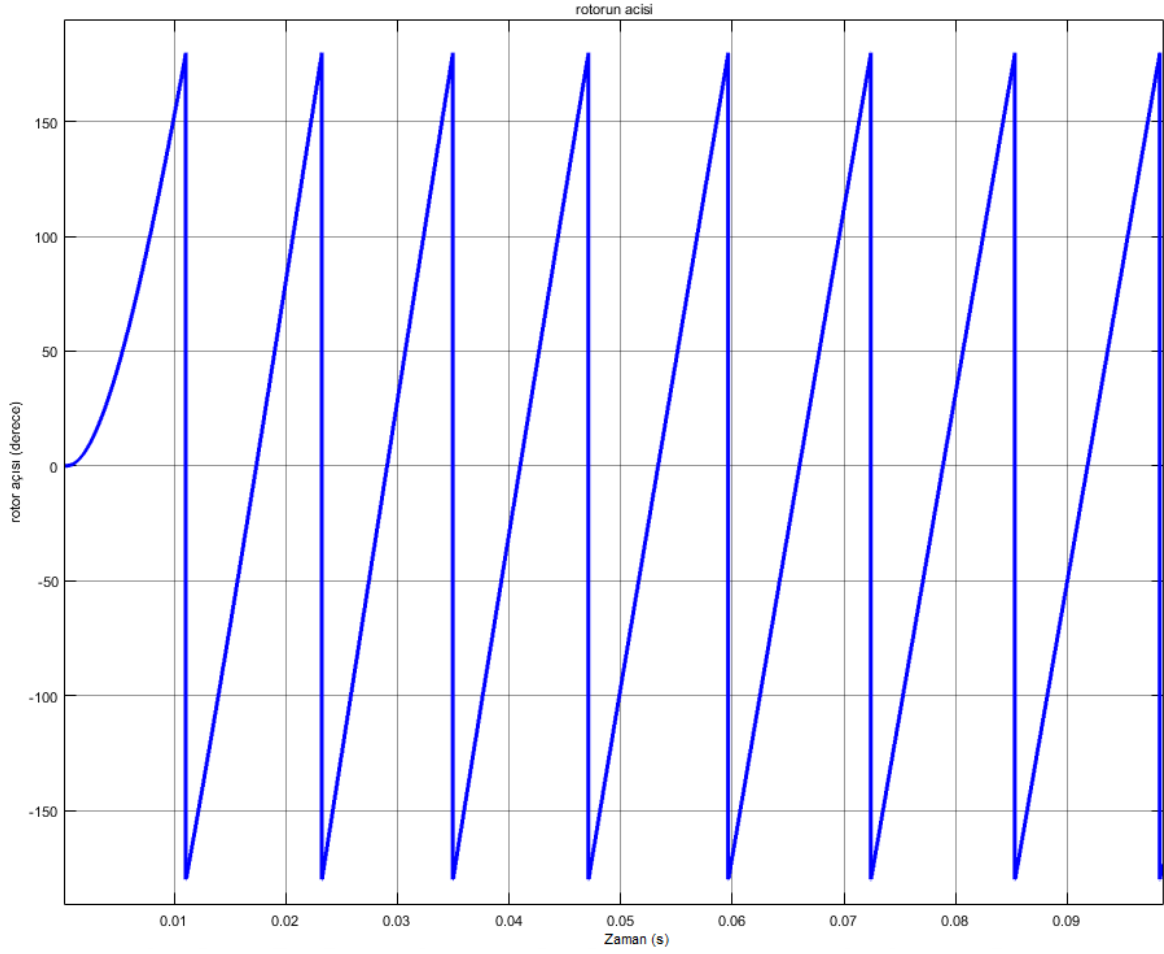
Şekil 4.8. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman hall sensör çıkışı ve zıt EMK arasındaki ilişki



Şekil 4.9. “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK arasındaki ilişkisi (geniş aralık)

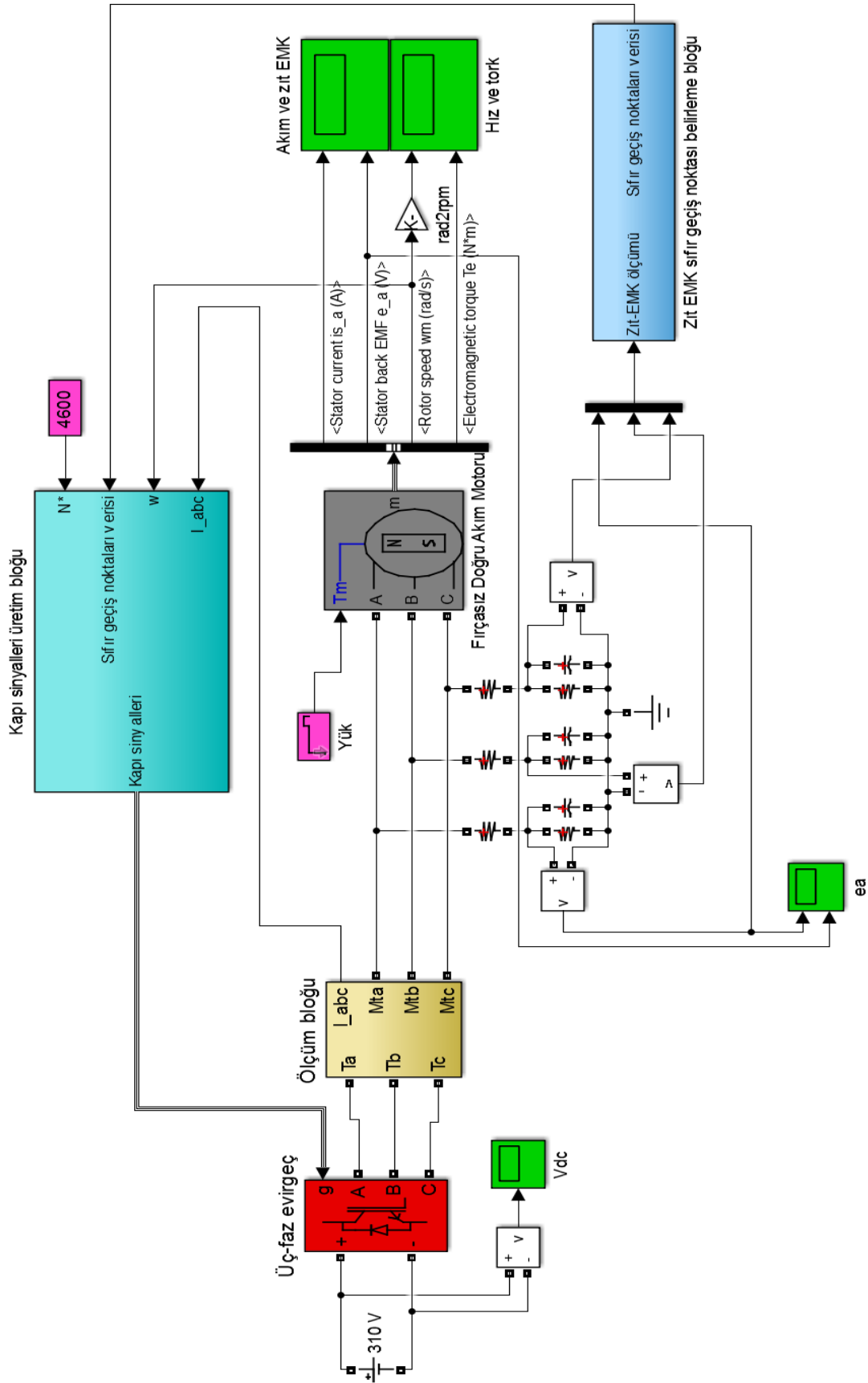


Şekil 4.10. Motorun hızı ve elektromanyetik tork arasındaki ilişkisi (geniş aralık)

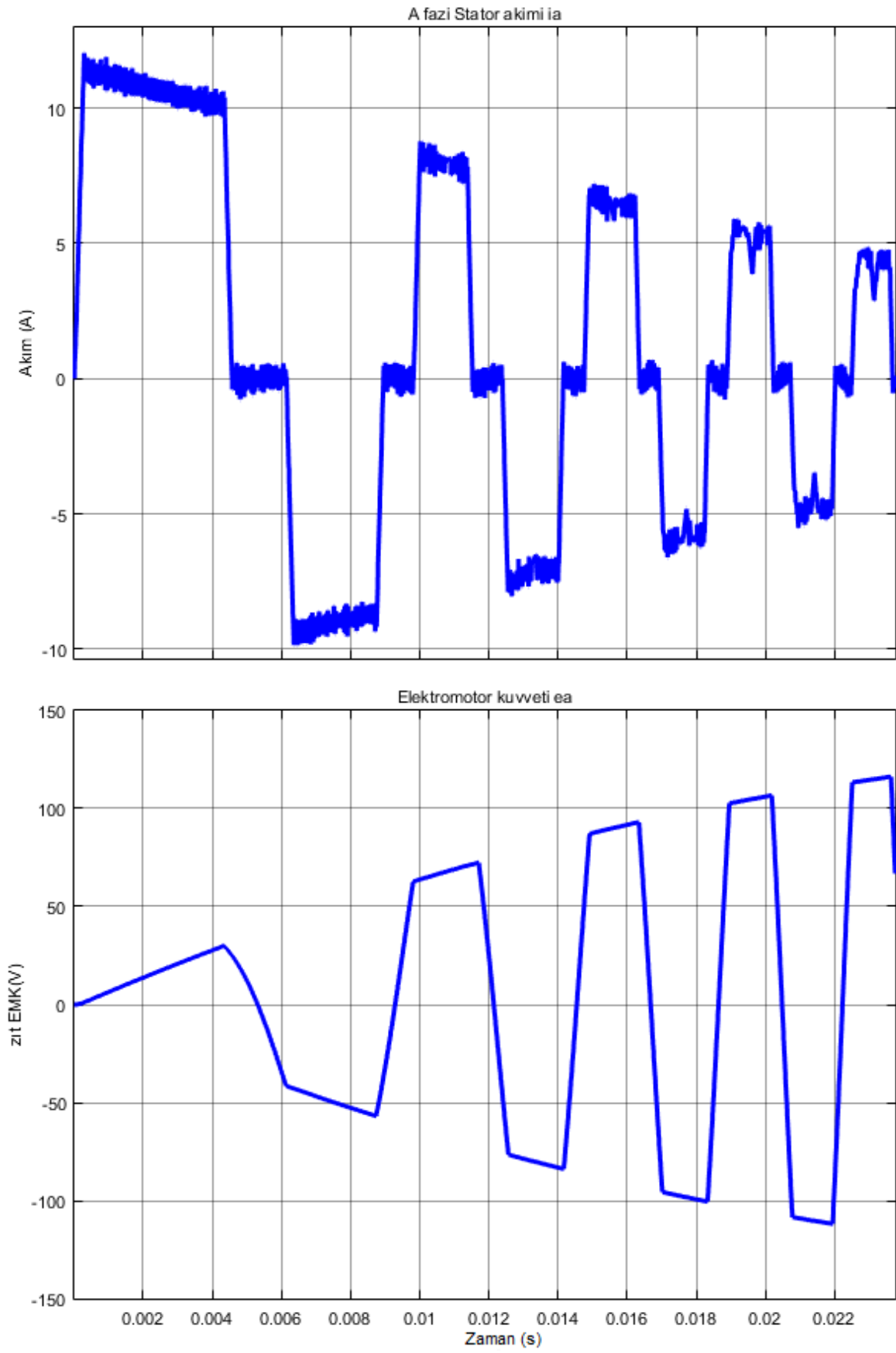


Şekil 4.11. Motorun rotor açısı

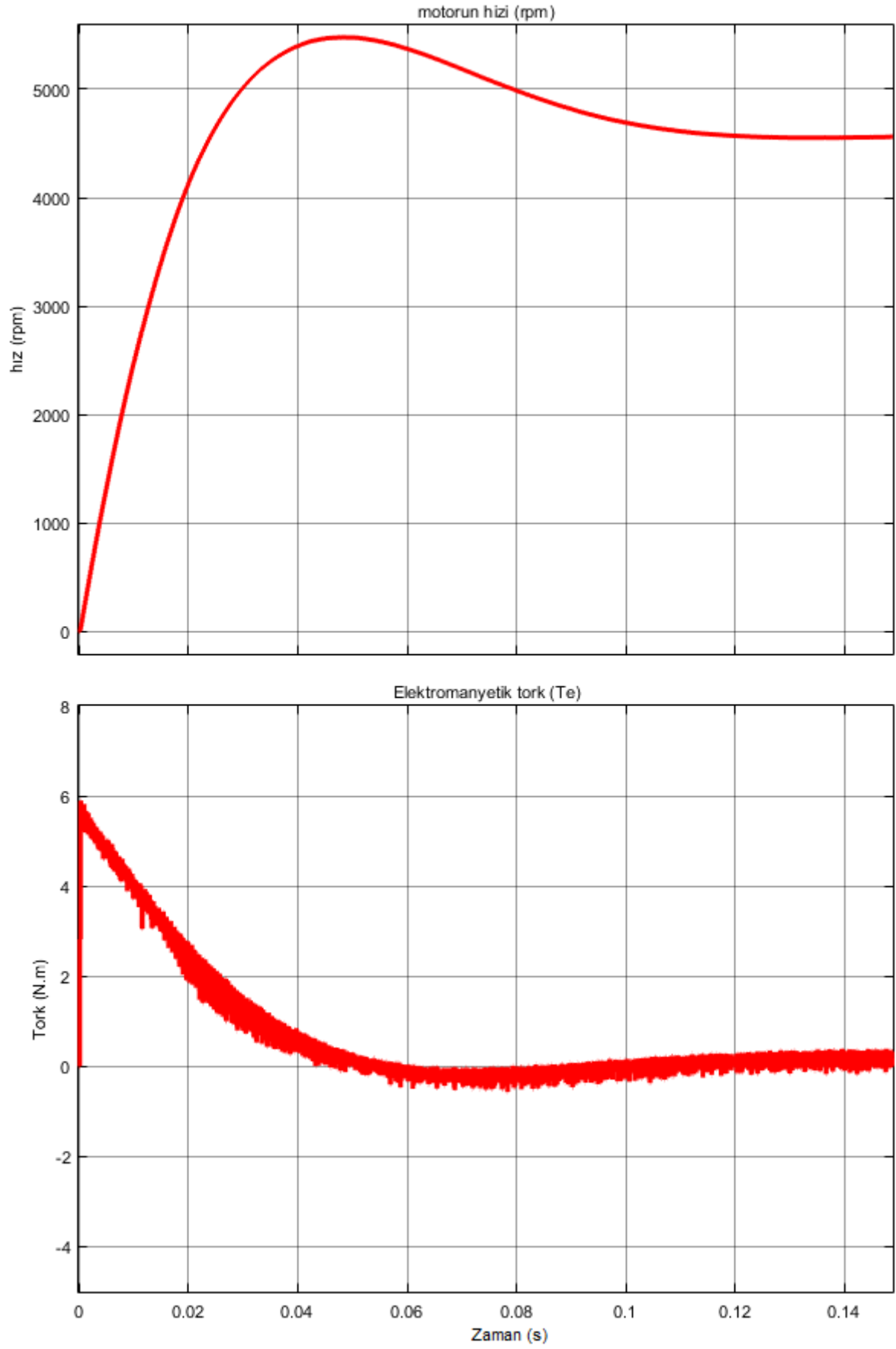
Zıt EMK sıfır geçiş noktalarına göre komütasyon modeli Şekil 4.12’de gösterilmektedir. Bu yöntem o an kullanılmayan fazdaki zıt EMK sıfır geçiş noktalarının belirlenmesi prensibine dayanmaktadır. Motor başlangıçta duran olduğu için rotorun pozisyonunu doğru bir şekilde tahmin etmede zıt EMK kullanımı oldukça güçtür. Bu yüzden motorun, zıt EMK’sının algılanabileceği uygun bir hıza kadar hızlandırılması gereklidir. Yeterli hız seviyesine ulaşabilmesi için genelde açık döngü başlama tekniği benimsenmektedir. Motorun hızı, zıt EMK’sının algılandığı seviyeye geldiği zaman kontrol modu, açık döngü sistemden zıt EMK pozitif sıfır geçiş noktalarının algılandığı moda geçirilir. Belirlenen pozitif noktalara göre sanal hall sensör çıktıları mantık sinyali olarak oluşturulur. Bu mantıksal sinyal değerleri rotorun pozisyonunu ve aynı zamanda komütasyon noktalarını belirlemektedir. Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi belirlenen mantıksal değerler hesaba katılarak aynı PI ve histerezis kontrol teknikleri kullanılmaktadır.



Şekil 4.12. FDAM'nin zıt EMK sıfır geçiş noktalarına göre hız kontrolü modellemesi

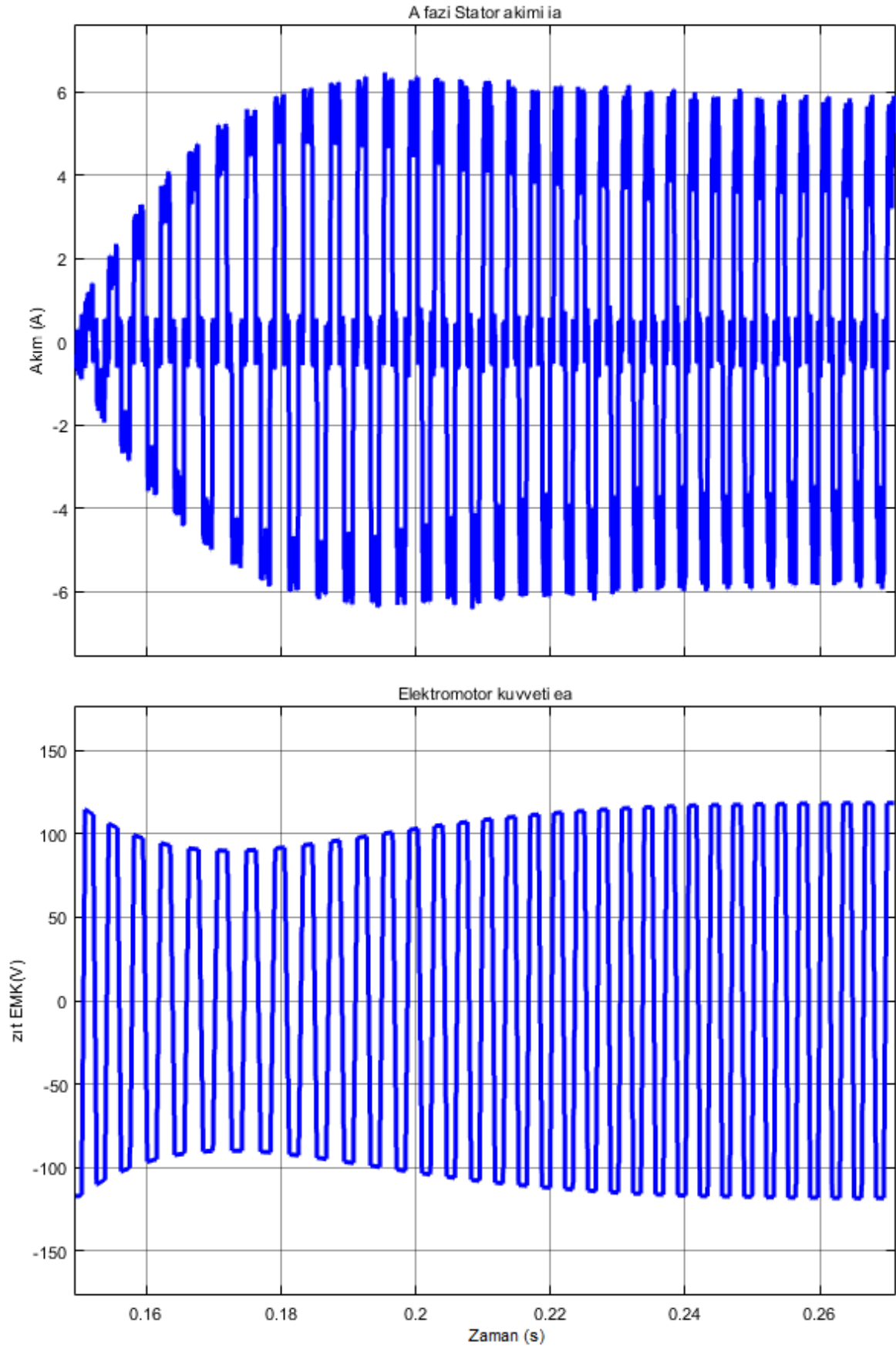


Şekil 4.13. Başlangıç koşulundaki “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi

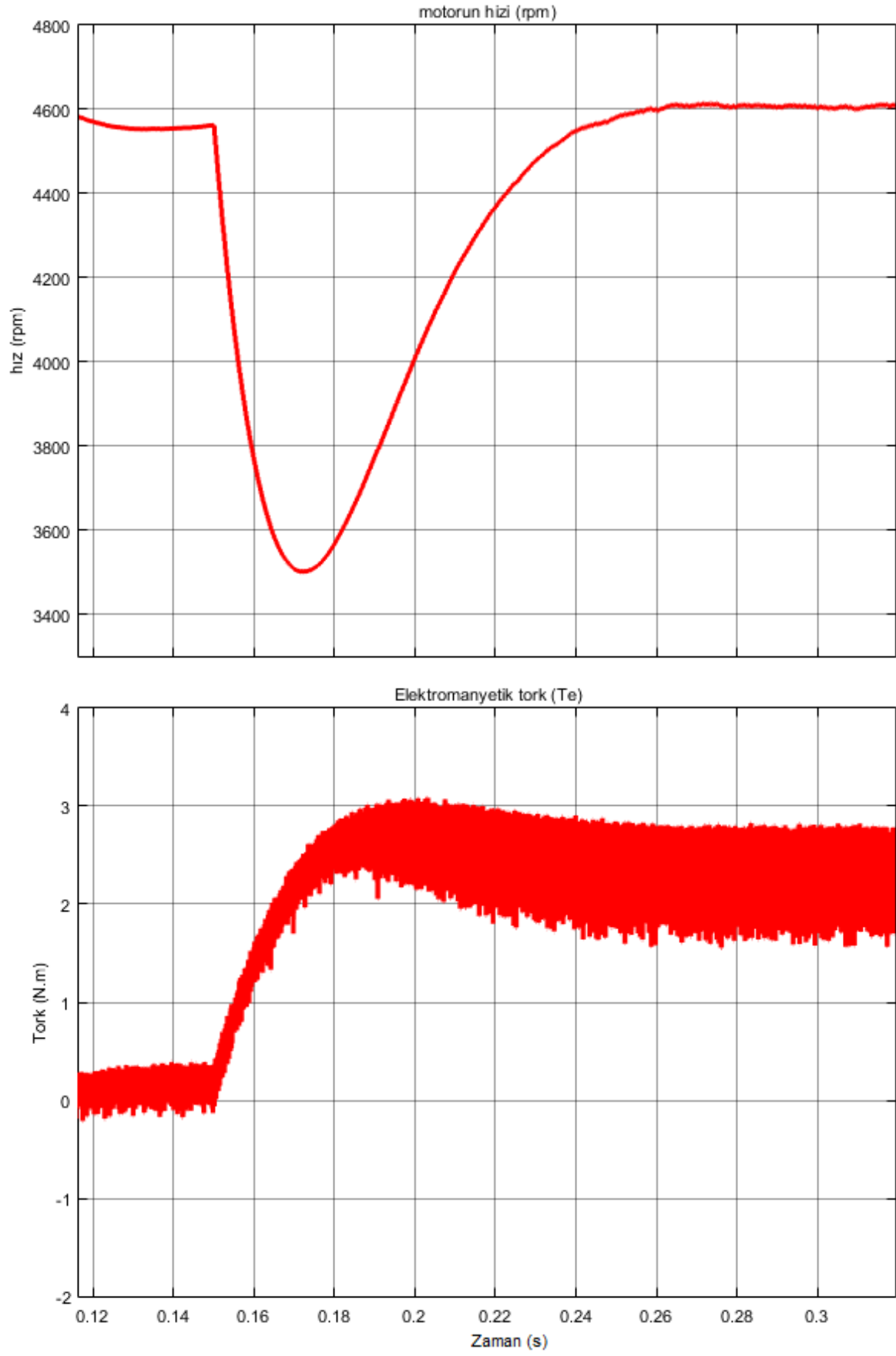


Şekil 4.14. Motorun hızlanması ve elektromanyetik torku arasındaki ilişki

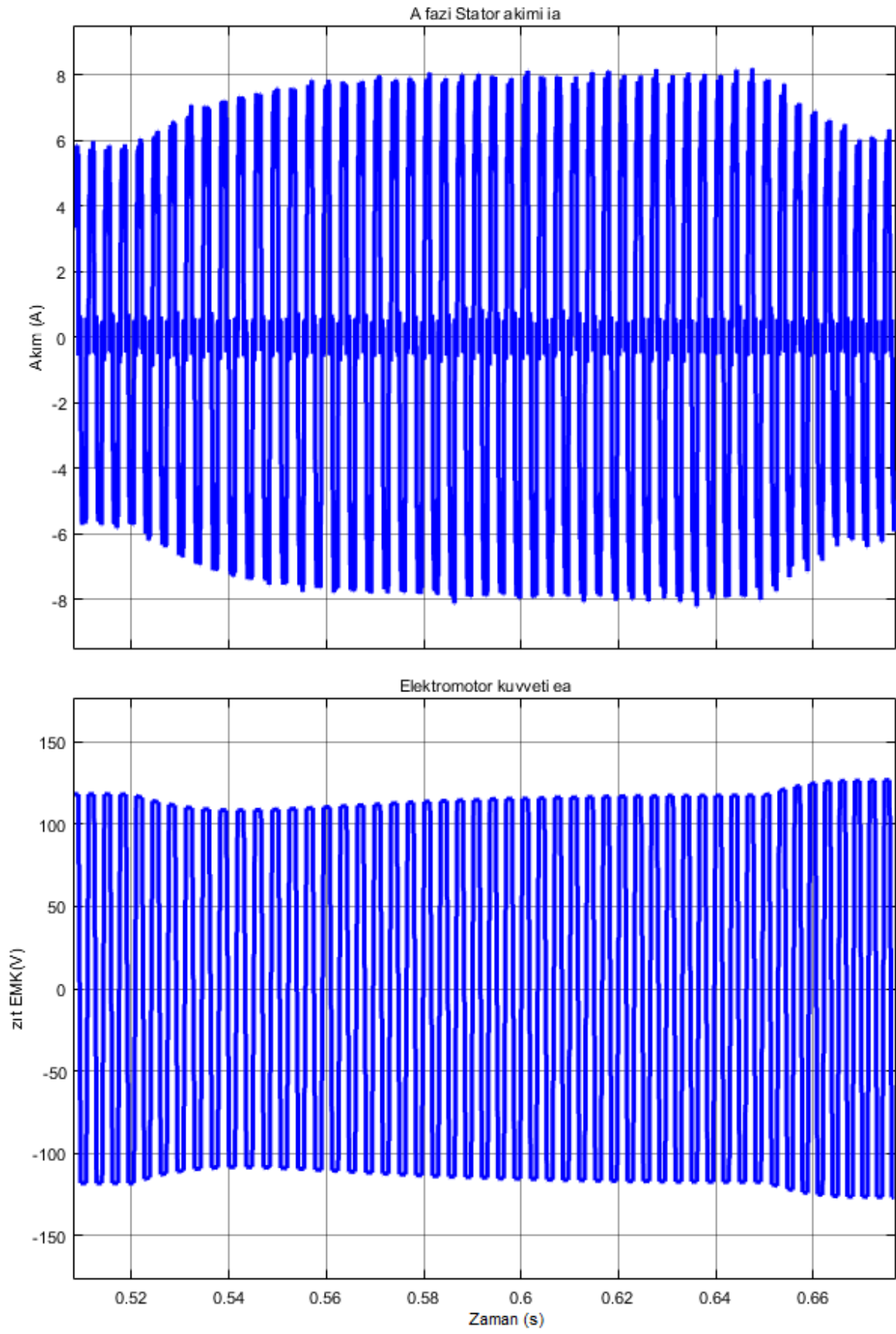




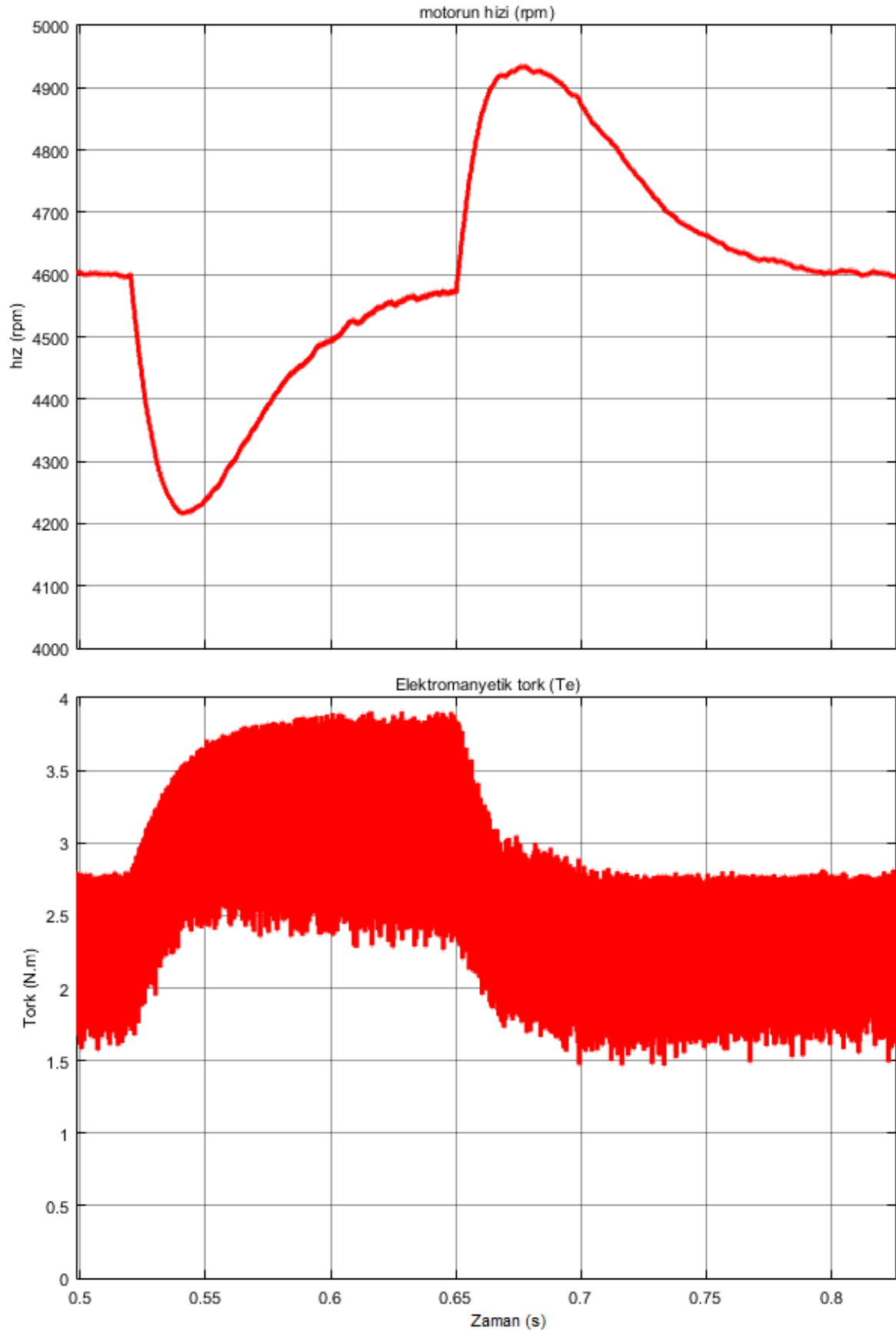
Şekil 4.15. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi



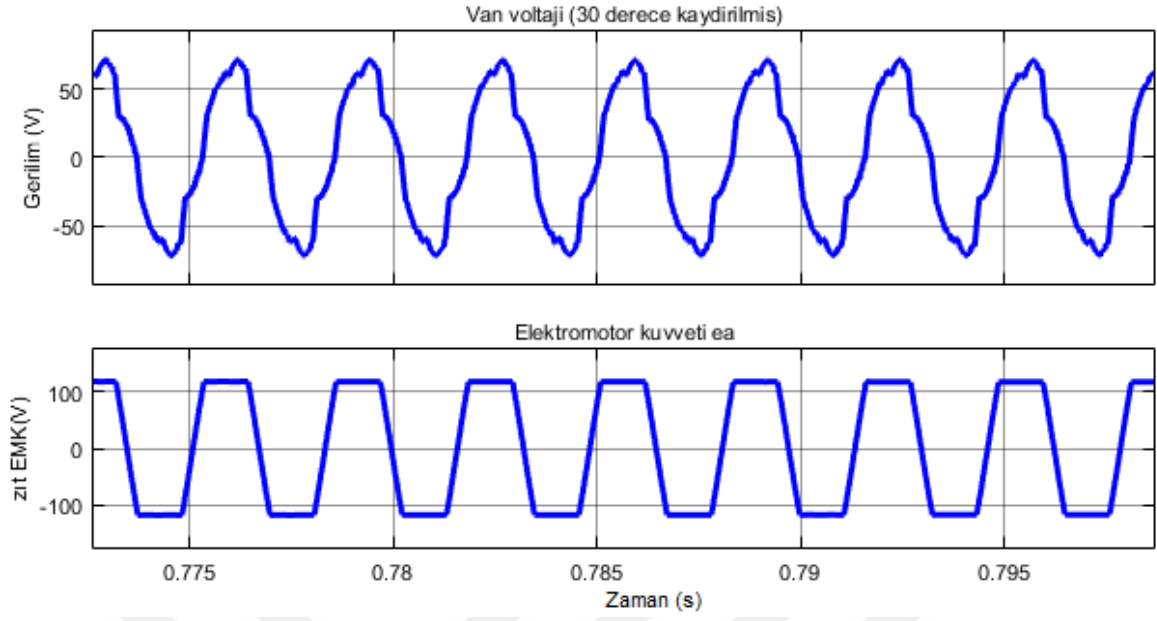
Şekil 4.16. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku



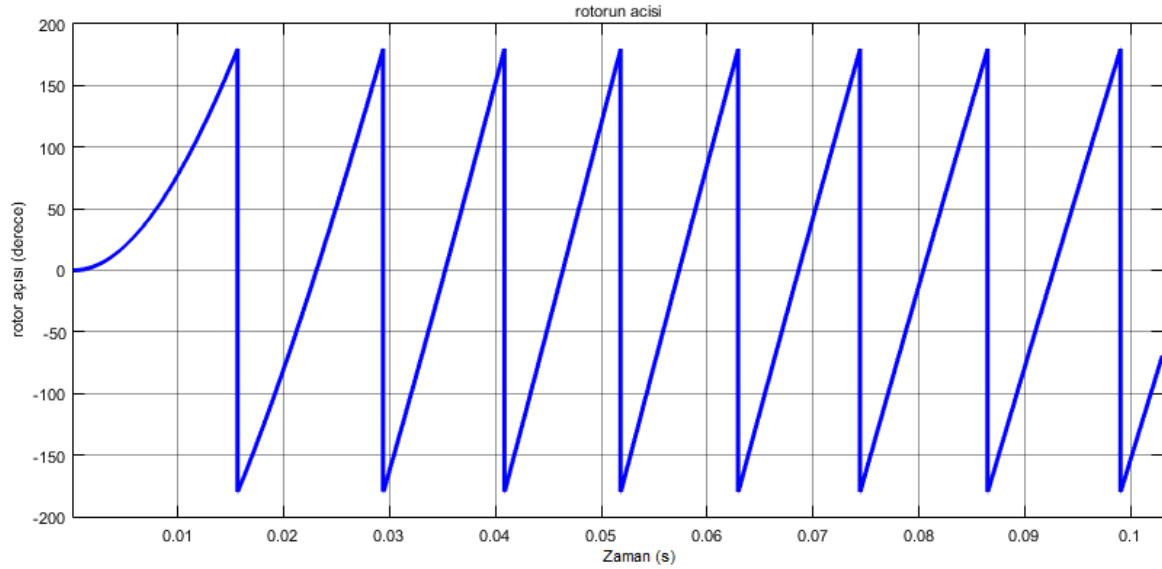
Şekil 4.17. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi



Şekil 4.18. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku

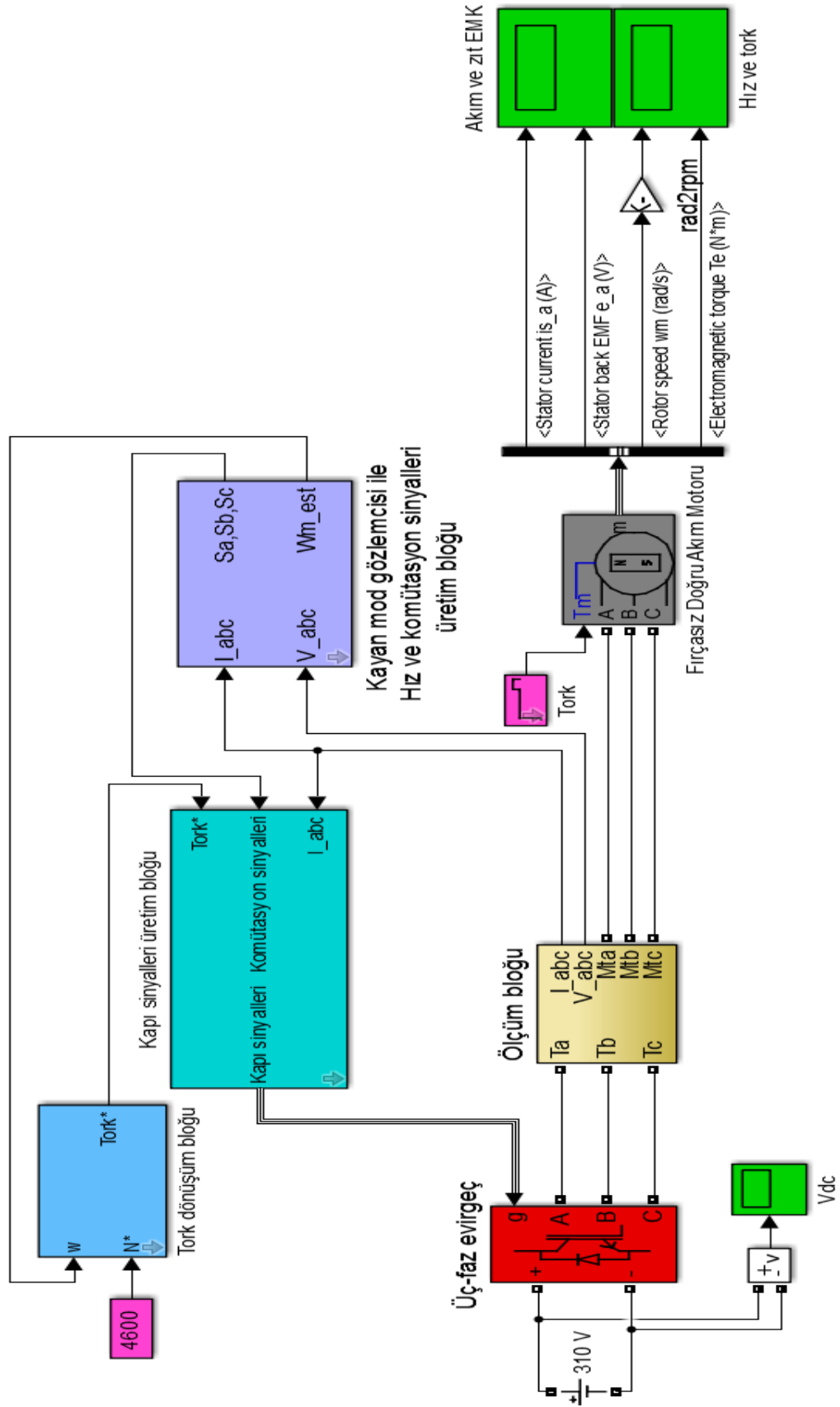


Şekil 4.19. “A” fazının  $30^\circ$  kaydırılması sonrası hat voltajı ve zıt EMK arasındaki ilişki

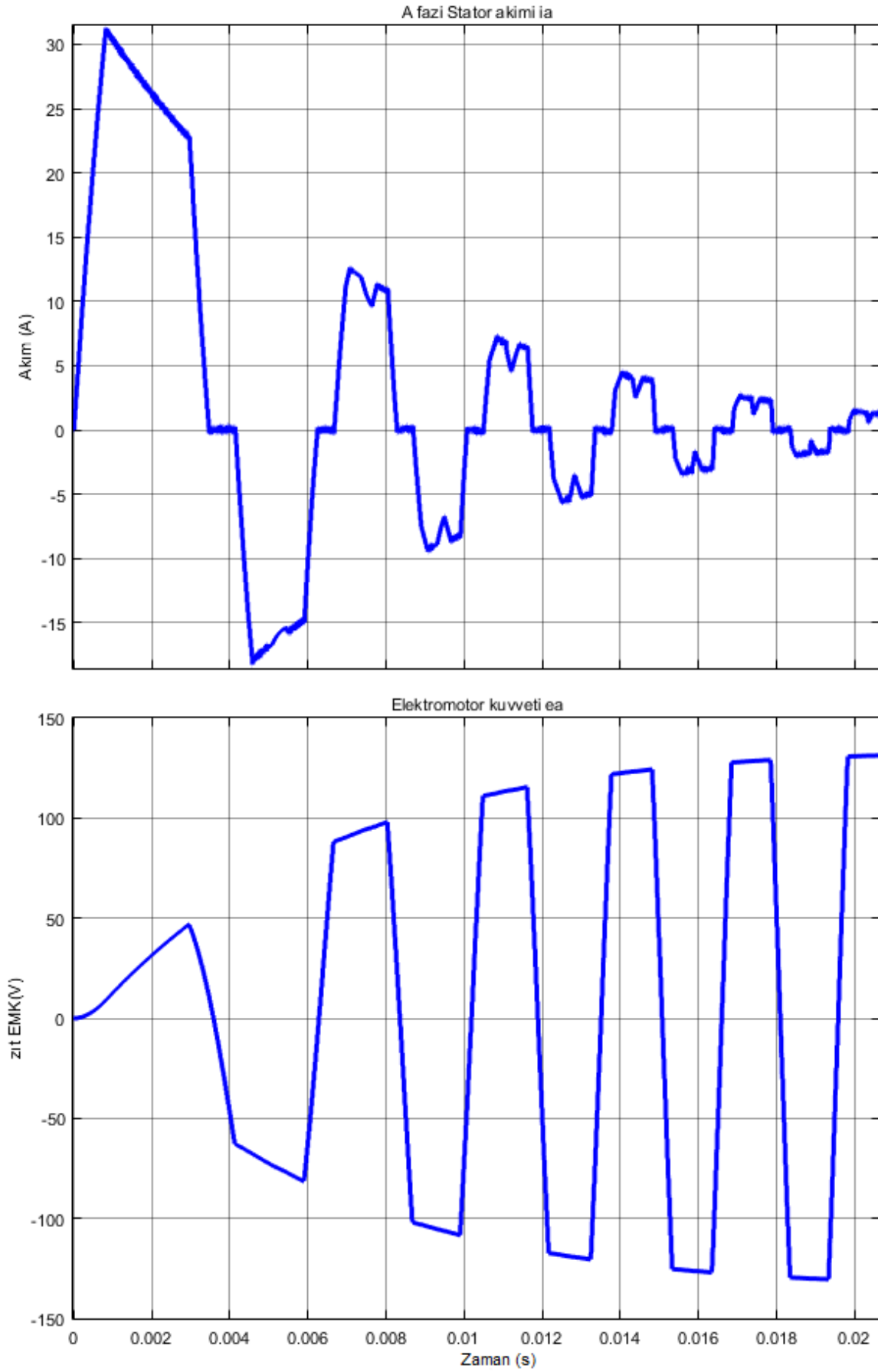


Şekil 4.20. Motorun rotor açısı

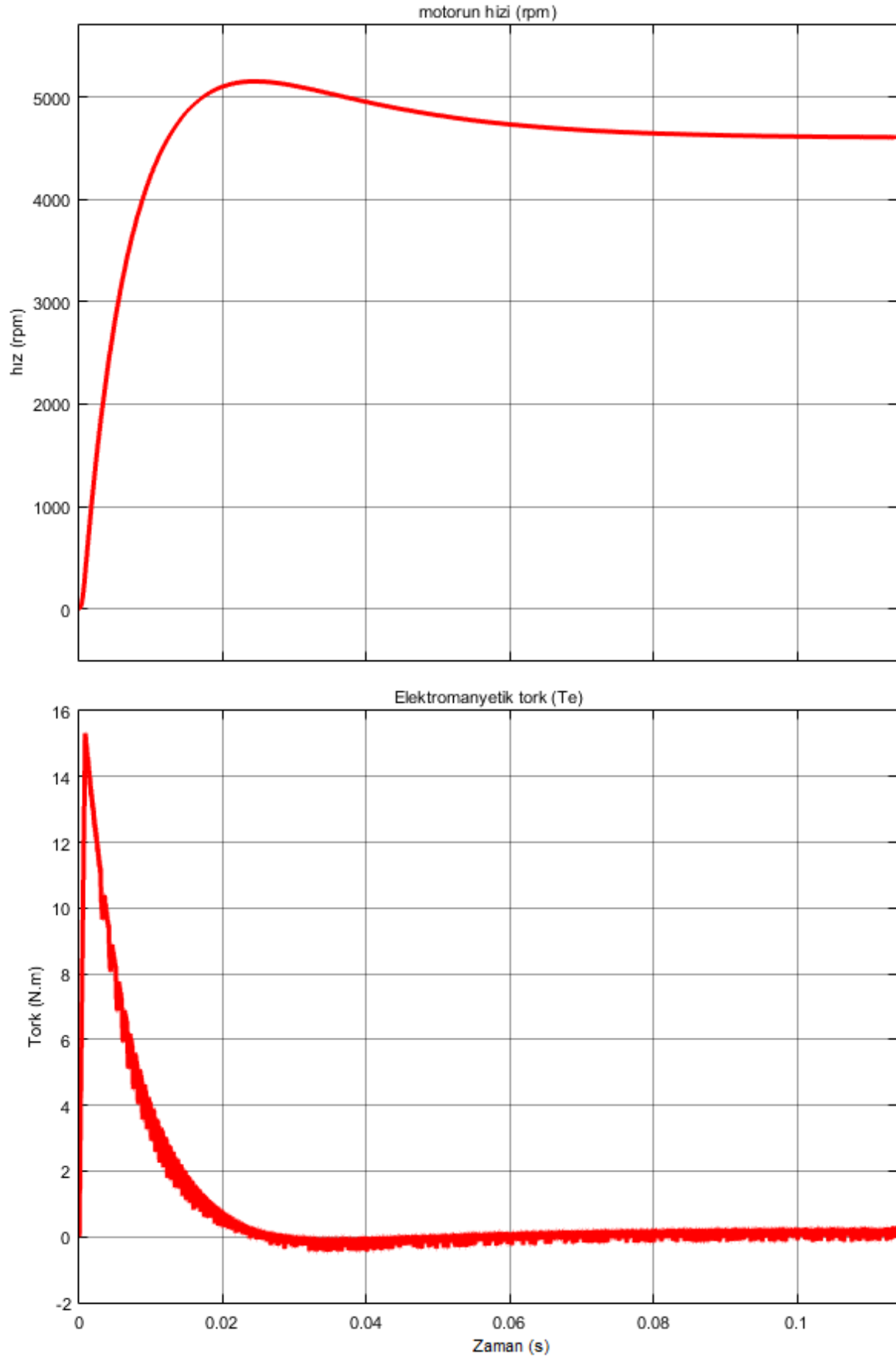
Kayan mod gözlemcisi kontrol metodu Şekil 4.21’de gösterilmektedir. Bu model matematiksel işlemler sonucu tahmin edilen zıt EMK ve dolayısı ile hıza bağlıdır çünkü bu iki parametre birbirleriyle ilişkilidir ve hız zıt EMK kullanılarak hesaplanabilir. Hızın integrali alınarak rotorun pozisyonu tahmin edilir ve böylece hall sensör çıktılarına verebilen üç mantıksal seviye belirlenmiş olur. Bu sinyaller, kapı anahtarlarının açılıp kapanmasını sağlayan ateşleme sinyalleri olarak yorumlanabilir.



Şekil 4.21. FDAM'nin Kayan mod gözlemcisi ile hız kontrolü modellemesi

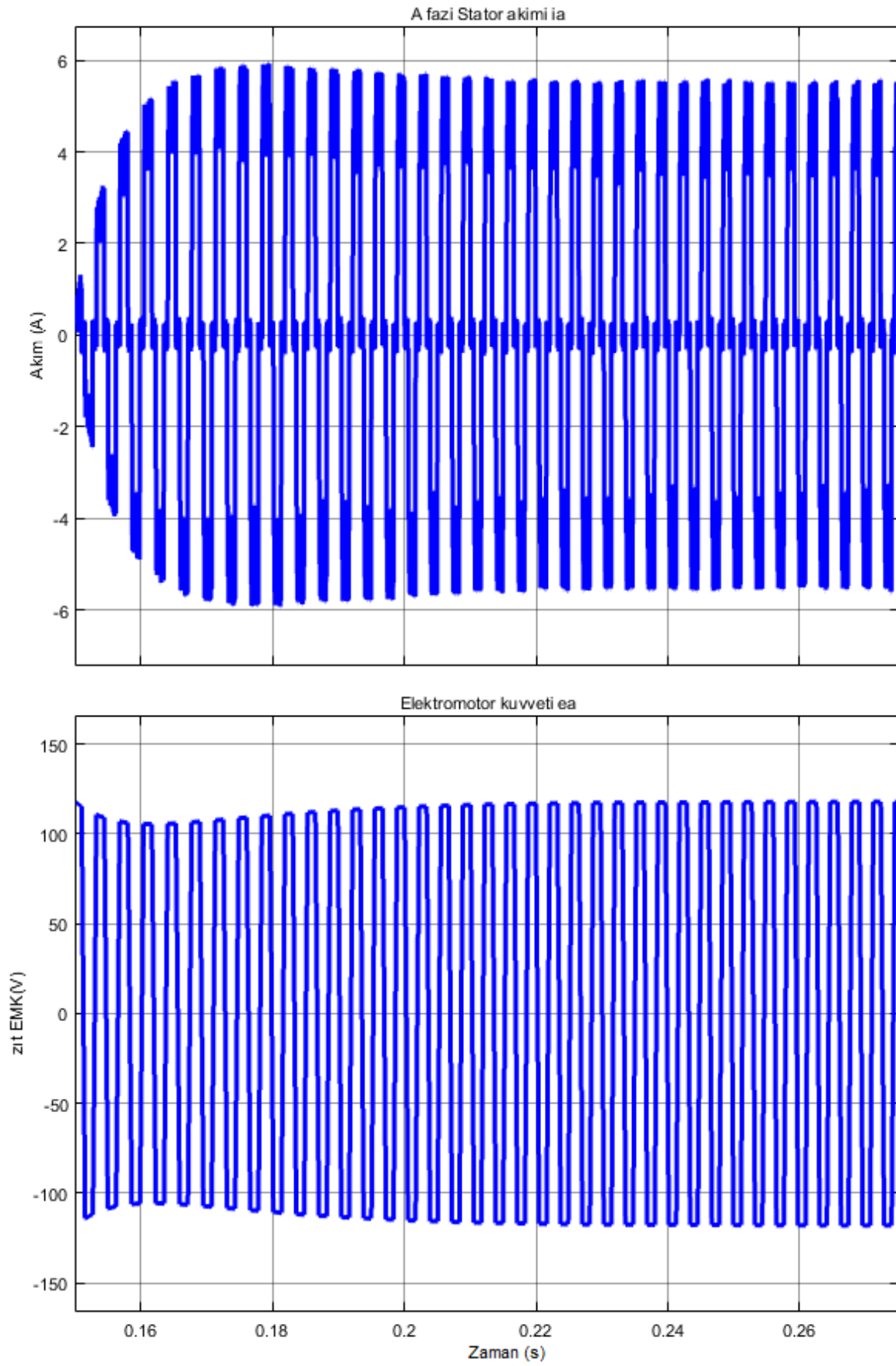


Şekil 4.22. Başlangıç koşulundaki “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi

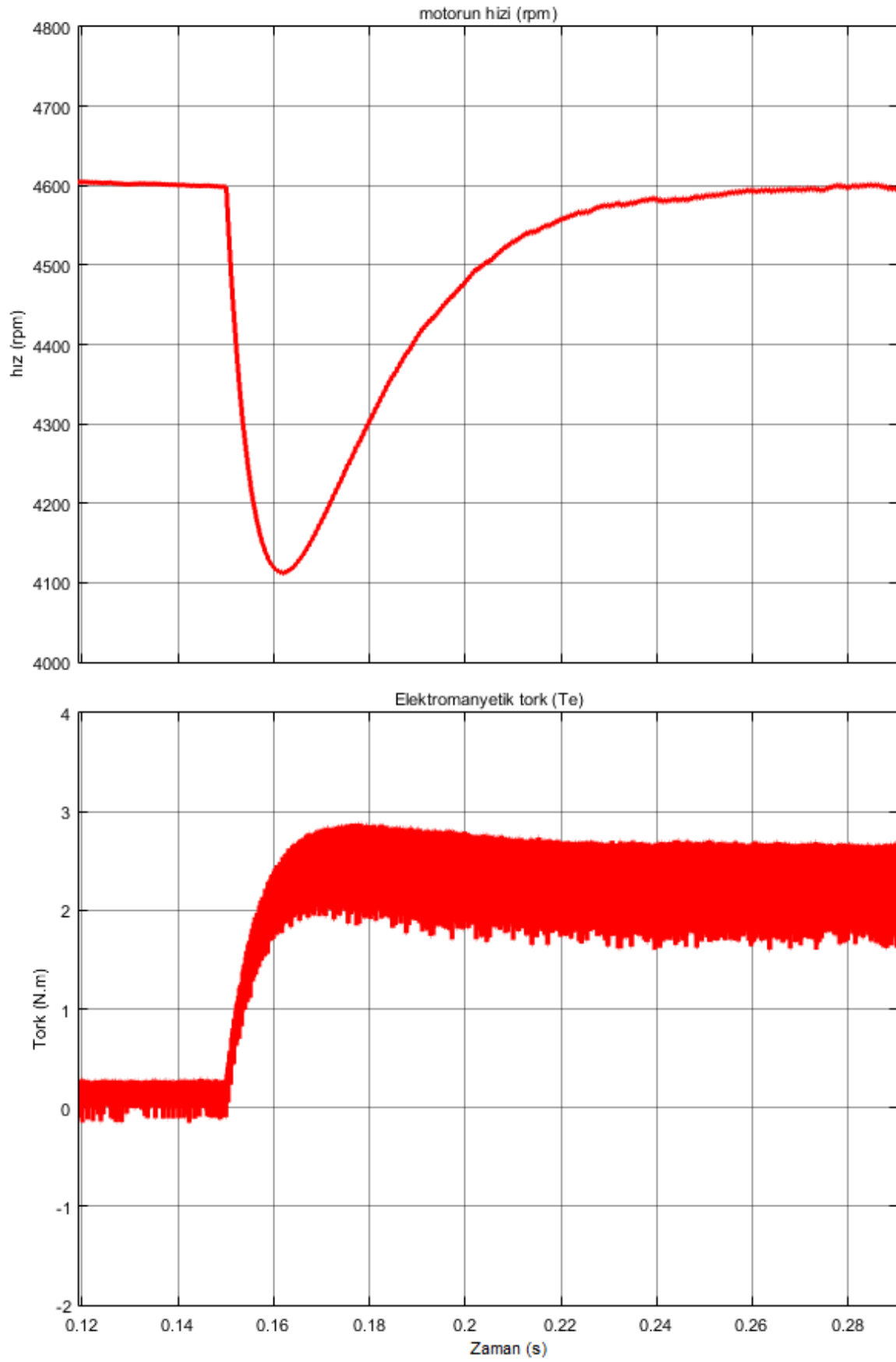


Şekil 4.23. Motorun hızlanması ve elektromanyetik torku arasındaki ilişki

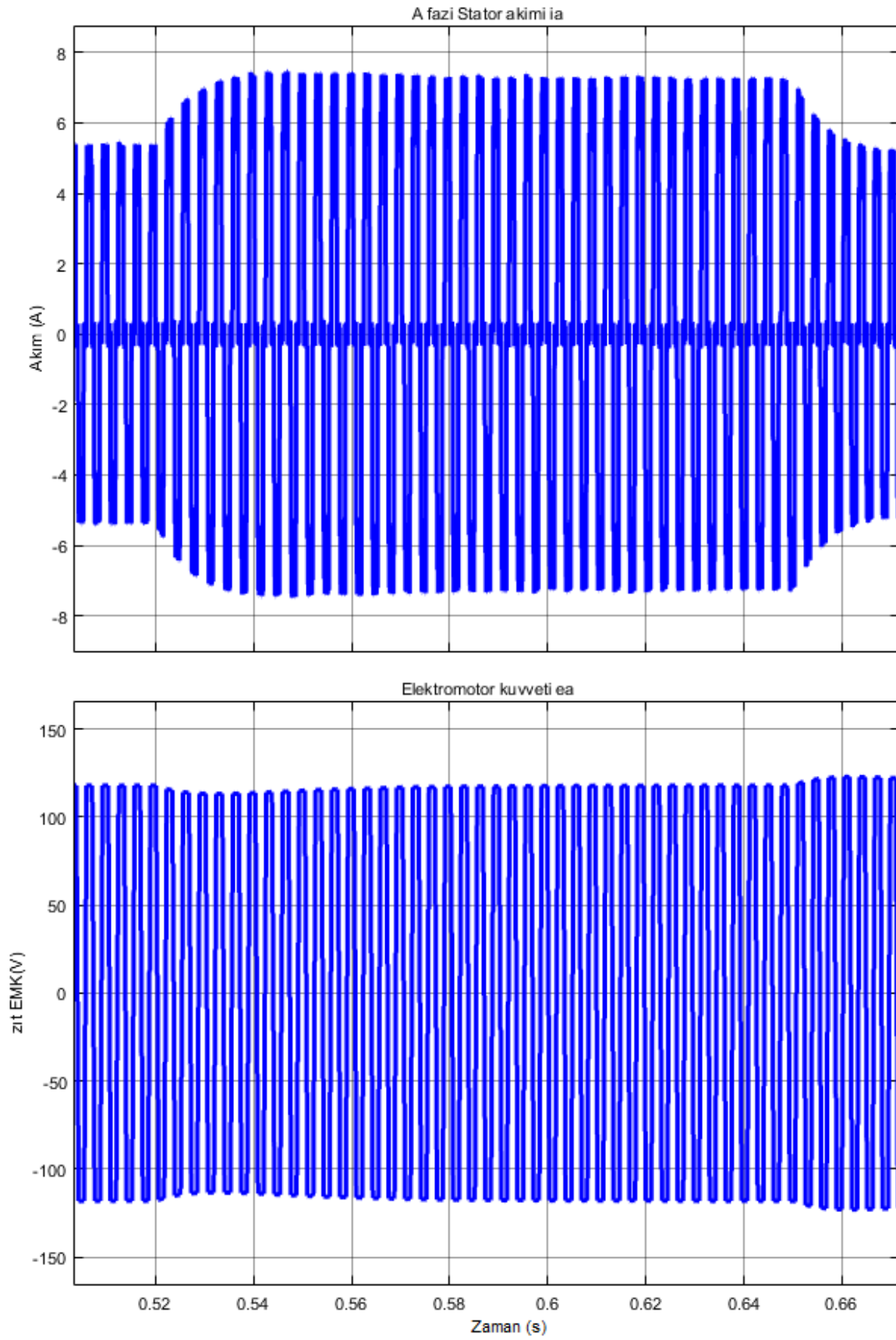




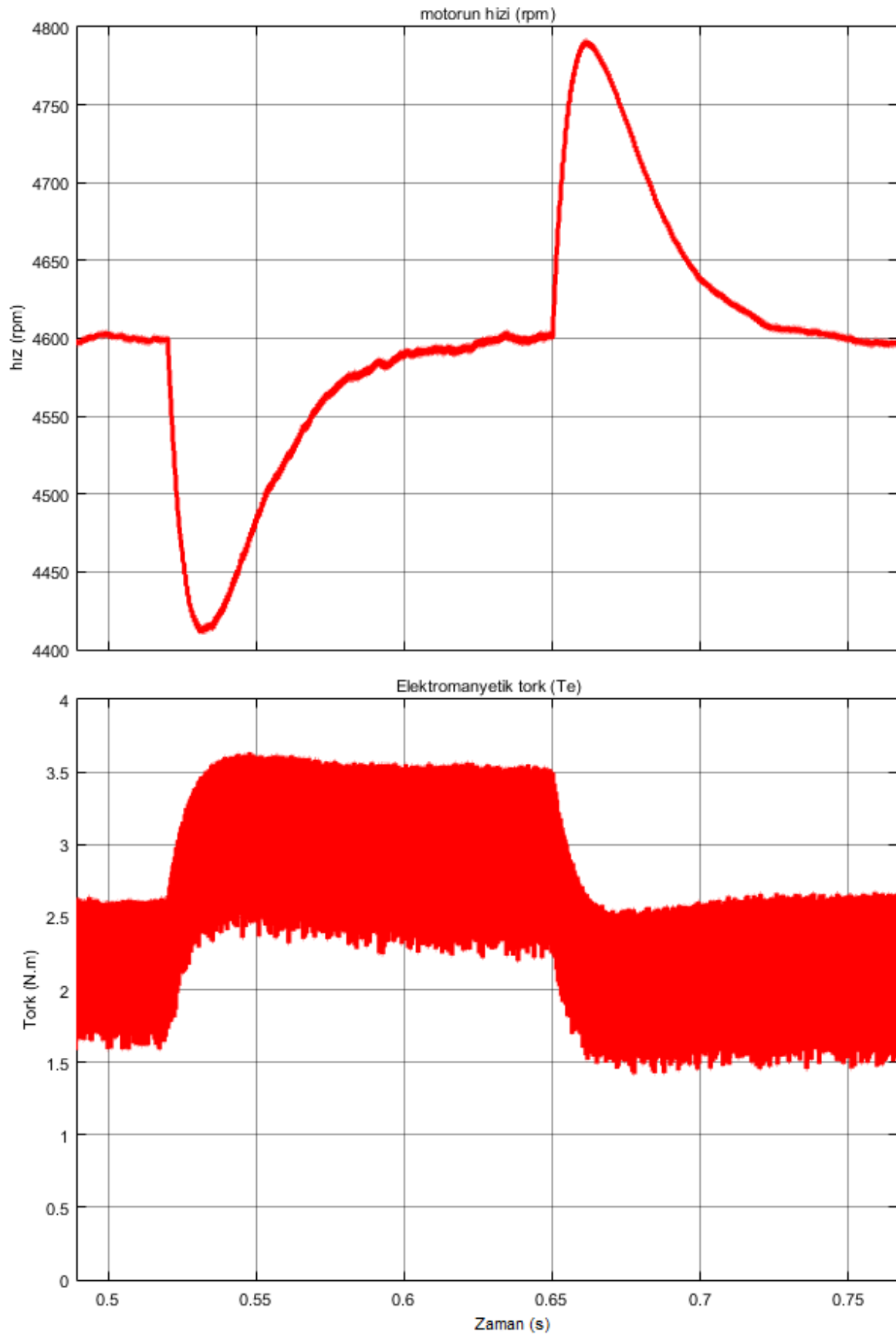
Şekil 4.24. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi



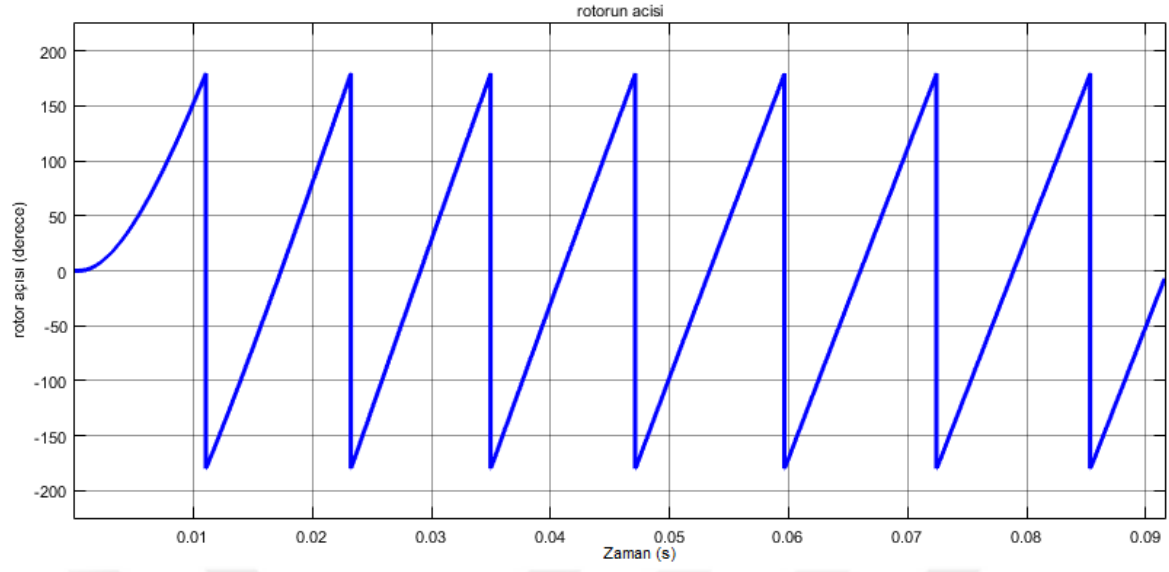
Şekil 4.25. 2.2 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku



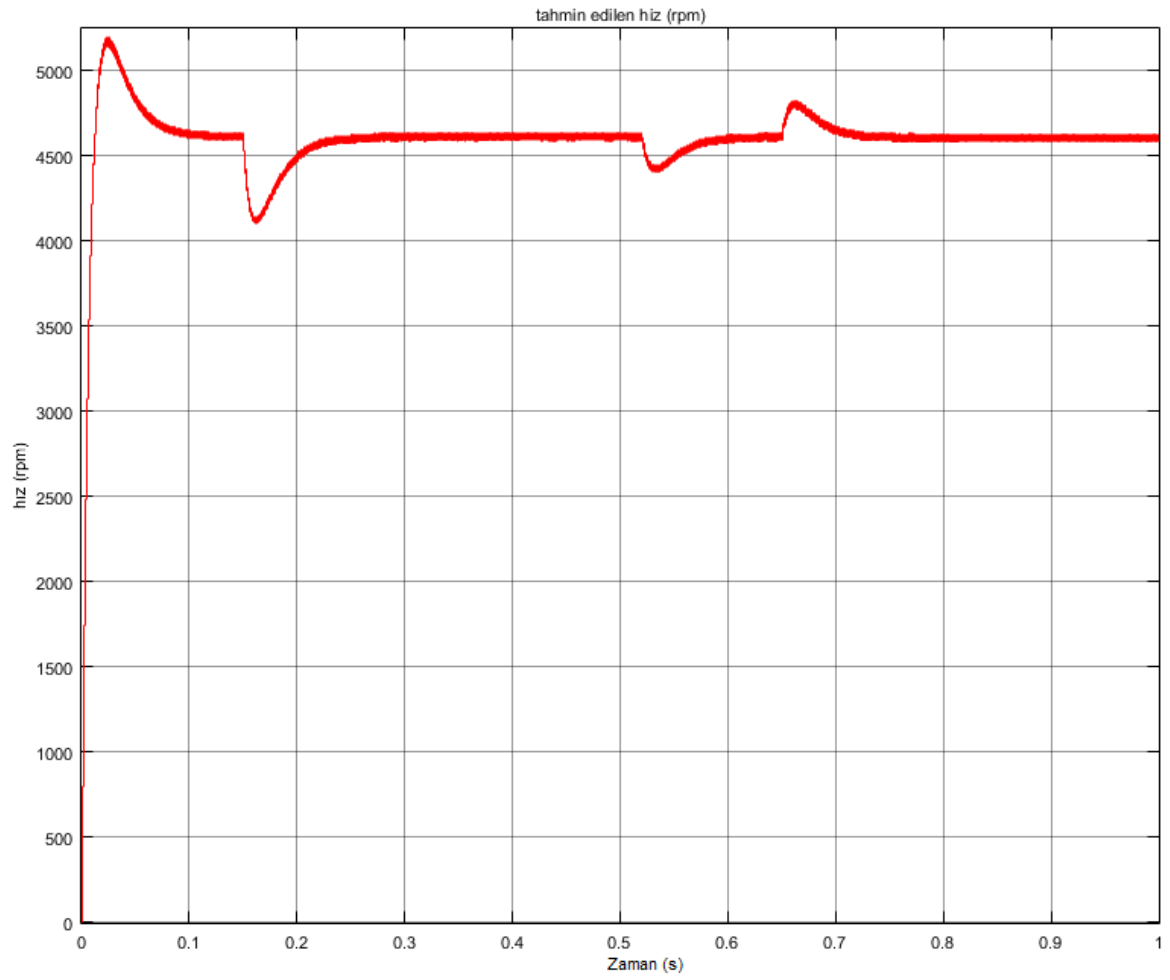
Şekil 4.26. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman “A” fazından çekilen akım ve zıt EMK ilişkisi



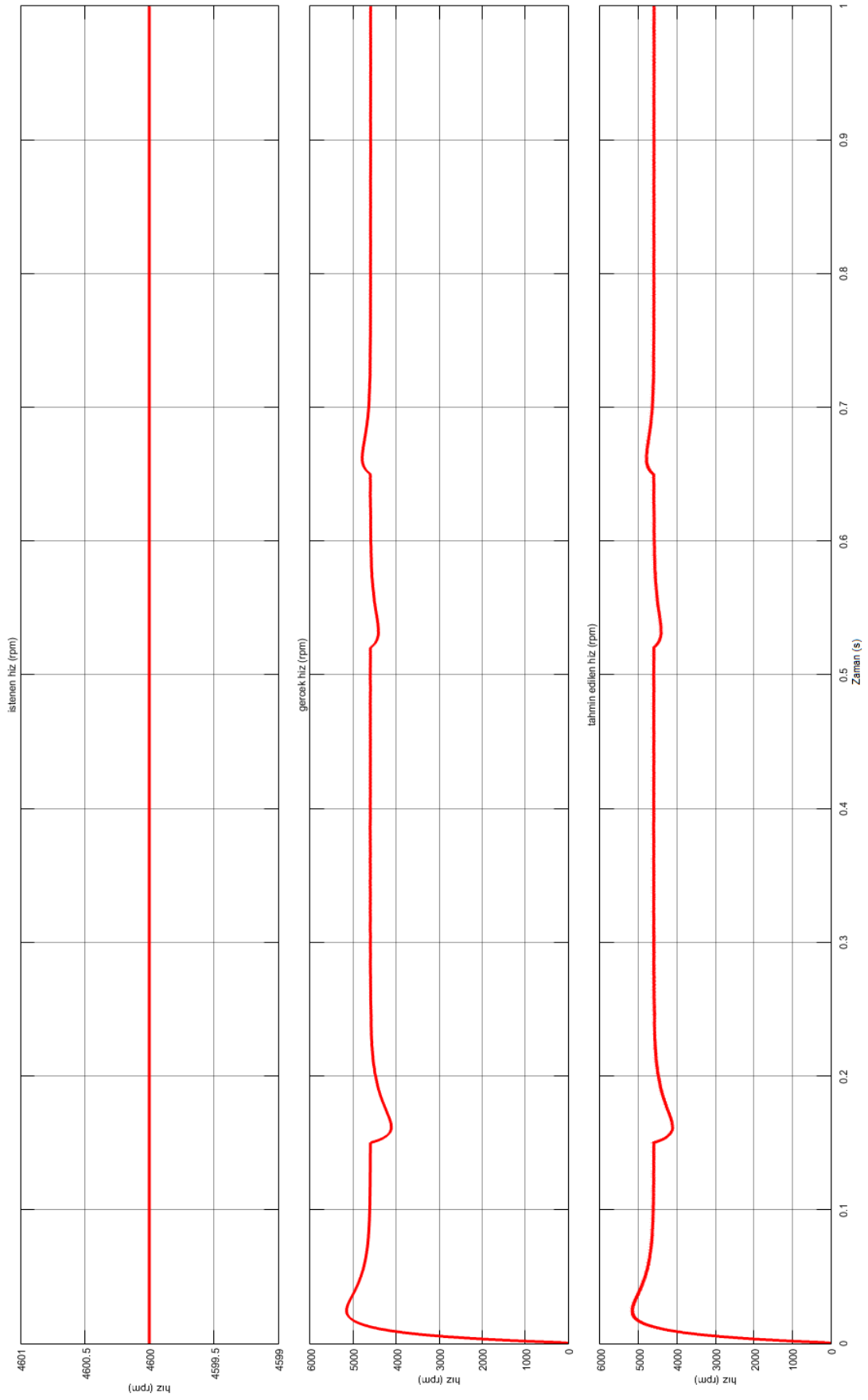
Şekil 4.27. Anlık olarak 3 N.m yük uygulandığı zaman motorun hızı ve elektromanyetik torku



Şekil 4.28. Motorun rotor açısı



Şekil 4.29. Tahmin edilen motorun hızı (rpm)



Şekil 4.30. Motorun istenilen, gerçek ve tahmin edilen hız grafiği (rpm)



## 5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, gün geçtikçe gerek sanayi gerek ise askeri alanlarda adından sıkça söz ettiren motorlardan birisi olan FDAM'lerin öncelikle rakibi olduğu motor çeşitlerine göre avantajları ve dezavantajları, yapısı, rotorunun pozisyonunu belirlemek için kullanılan sensör tipleri, çalışma mantığı anlatılmaktadır. Akabinde sensörlü ve sensörsüz kontrol yöntemlerine değinilerek bu çalışmada kullanılacak olan sensörlü ve sensörsüz kontrol tekniklerine dayalı üç farklı yöntem ile hız kontrolü yapılmaktadır.

Hız kontrol yöntemlerinden ilki olan Hall sensörlü kontrol yönteminde motorun konumu doğrudan sensör yardımı ile bilinmektedir. Bu kontrol tekniği iyi stabilite ve yüksek hızlarda çalışma imkanı sunsa da maliyetin artması, monte edilebilmesi için özel yerleşim tekniği istemesi, sıcaklık ve nem hassasiyeti, ekstra kablaj ve bileşenden dolayı sistemin güvenilirliğini azaltması gibi dezavantajlara sahiptir.

Doğrudan zıt EMK'nın algılanması kontrolünde, komütasyon anları hat voltajları kullanılarak belirlenmektedir. Üç faz terminal voltajları sinyalin kalitesini artırabilmek ve fazı kaydırabilmek adına ölçülüp filtrelenmeye ihtiyaç duyar. Bu kontrol tekniği hatların filtrelenmesinden dolayı dar hız aralıkları için uygundur aynı zamanda zıt EMK sıfır geçiş noktaları durağan konumda sıfır olacağı için bu geçişler algılanamazlar. Bu sebeple motorun, zıt EMK'nın algılanabileceği bir hız değerine ulaşınca kadar hızlandırılması gerekmektedir.

Son kontrol tekniğinde ise kayan mod gözlemcisi ile motorun sensörsüz olarak kontrolü önerilmiştir. Kayan mod gözlemcisi herhangi bir sensör yardımı olmadan rotorun konumunu tahmin etmek için kullanılmıştır. Sonuç olarak gerçek rotor konumu ve motorun hızı geçici yük durumunda dahi düzgün bir şekilde tahmin edilebilmektedir. Bu metot geniş hız aralıklarında etkin bir biçimde hız ve rotorun konumunu belirlemede hassas bir kontrol sağlamaktadır.

Tüm metotlarda hızı kontrol etmek için PI kontrolcüsü kullanılmaktadır. Bunun yanı sıra, terminal akımları, motorun hızı ve rotor pozisyonu vasıtası ile iyi bir performans sağlayabilmek için evirgeç kontrolünde histerezis kontrolcü kullanılmaktadır.



Benzetim sonuçlarına göre ilk koşulda motor durağan halden referans hıza doğru hızlanma eğilimine girdiğinde statorundaki direnç ve indüktanslarından dolayı yüksek akım çekmekte ve referans hıza oturduğunda bu akım değeri küçülmektedir. Bunun sebebi, FDAM'daki uyarım kalıcı mıknatıslar ile sağlanması ve bu yüzden de mıknatıslanma akımı ihtiyacının olmamasıdır. Akım doğrudan tork ile ilişkilidir dolayısıyla mıknatıslanma akımı sıfır kabul edilebilir. Doğrudan zıt EMK sıfır geçiş noktaları belirleme ile hız kontrolünde yük uygulandığı zaman hız 3500 rpm'e diğer iki yöntemde ise 4100 rpm'e düşmektedir. Sonuçlar hall sensör ve kayan mod gözlemcisi ile hız kontrolü yöntemlerinin performanslarının hemen hemen aynı olduğunu ve zıt EMK ile hız kontrolüne kıyasla daha hassas sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Ayrıca benzetime göre üç yöntemde de elektromanyetik tork dalgalıdır bunun sebebi ise rotor ve stator arasındaki etkileşimler ve stator akımlarındaki ideal olmayan durumlardır. Anlık geçici olarak çekilen yüklerde de motorun performansının iyi olduğu ve referans hıza oldukça kısa bir sürede geldiği gözlemlenmiştir.

Esnekliği artırabilmek adına gelecekte önerilen çalışmalar aşağıdaki gibi listelenebilir:

- Torktaki oluşan dalgalanmaları azaltma yöntemleri araştırılarak sistem optimizasyonu sağlanabilir.
- PI denetleyici yerine daha farklı denetleyici tipleri uygulanarak sistemin kararlılık düzeyindeki değişimler araştırılabilir.
- Farklı sensörsüz kontrol yöntemleri uygulanarak sistemin hız kontrolü sağlanıp uygulanabilirliği açısından değerlendirilebilir.
- Bu çalışmada kullanılan 6-adımlı komütasyon yerine alan yönelimli komütasyon tekniğinin FDAM'na uygulanabilirliği üzerinde çalışmalar yapılabilir. Yapılacak çalışmada da kayan mod gözlemci yöntemi ile hız ve pozisyon bilgisi kullanılarak daha etkin bir kontrol elde edilebilmesi düşünülebilir.

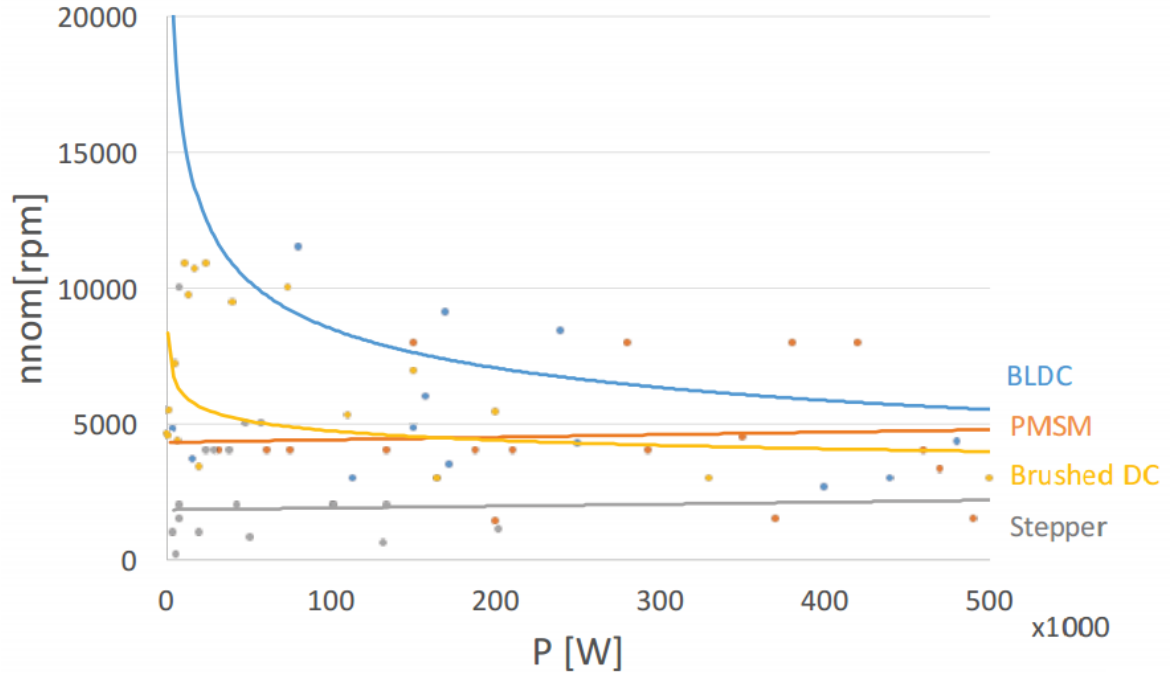
## KAYNAKLAR

1. Yıldız, T. (2009). *Fırçasız doğru akım motorlarının modellenmesi ve kontrolü*, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 1-11.
2. Lee, S. Lemley, T., and Keohane, G. (2009). *A comparison study of the commutation methods for the three-phase permanent magnet brushless dc motor*. Electrical Manufacturing Technical Conference, Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo, 49-55.
3. Zhao, J., and Yu, Y. (2011). Brushless dc motor fundamentals. *Monolithic Power Systems, Application Note*, AN047.
4. İnternet: Schweber, B. Considerations in Choosing Motors for Robotics. *Mouser*.URL: <http://www.webcitation.org/query?url=https%3A%2F%2Fwww.mouser.com.tr%2Fapplications%2Fconsiderations-choosing-advance-robotics%2F&date=2019-03-10> Son erişim tarihi: 10.03.2019.
5. Derammelaere, S. Haemers, M. De Viaene, J. Verbelen, F., and Stockman, K. (2017). *A quantitative comparison between bldc, pmsm, brushed dc and stepping motor technologies*. 19th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2016, 7837471, 1-5.
6. Pillay, P., and Krishnan, R. (1989). Modelling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives: part 1, 2. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 265-279.
7. Ulu, B. (2011). *Fırçasız doğru akım motor (Bldc) hız kontrolü*. Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya, 12-36.
8. Yedamale, P. (2003). Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals. *Microchip, Application Note*, AN885, USA.
9. Johns, T.M., and Soong, W.L. (1996). Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(2), 321-329.
10. Bayraktar, H.C. (2014). *Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kontrolü*. Seminer Tezi, İstanbul Aydın Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
11. Watanabe, H. Katsu, I.H. Fujii, T. (1991). *An improved measuring system of rotor position angles of the sensorless direct drive servo motor*. International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 165-170.
12. Karaca, H. (2004). *PIC mikro denetleyici kullanılarak fırçasız dc motorun sensörsüz kontrolü*. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, 33-34.
13. Yılmaz, M. (2005). *Fırçasız DA Motorun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması*. Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 15-19.

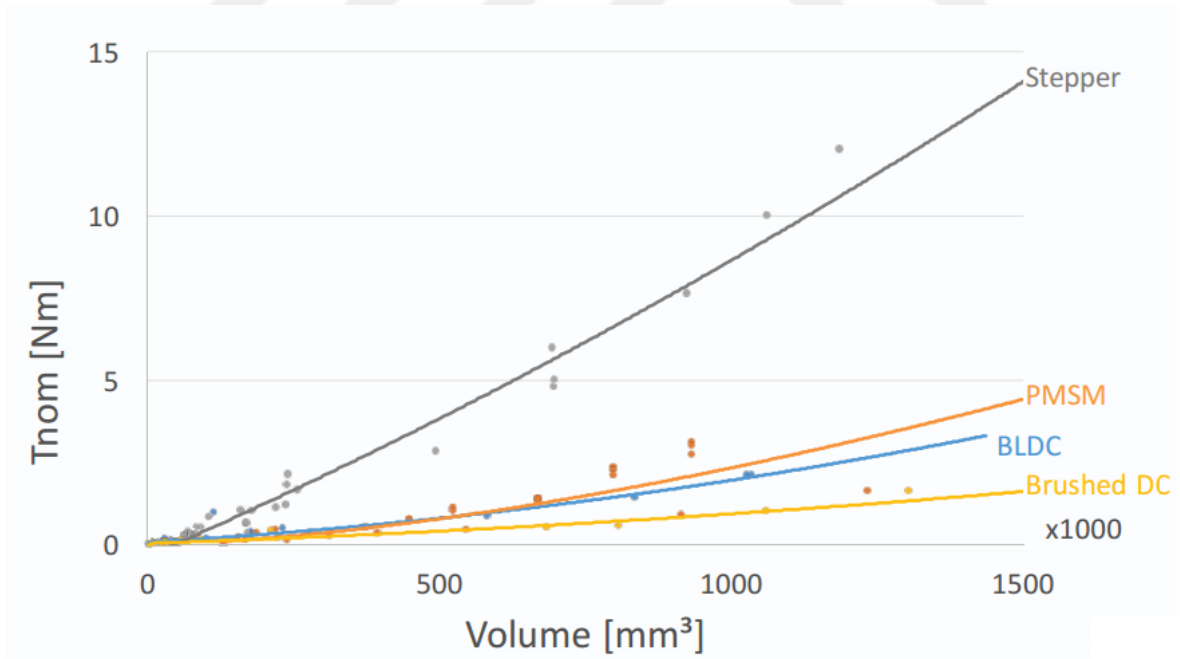
14. Harrington, A.M., and Kroninger, C. (2013). Characterization of small dc brushed and brushless motors. *Aberdeen Proving Ground, MD 21005- 5066 ARL-TR-6389*, 11-21.
15. Muralidhar, J.E., and Varanası, P. (2014). *Torque ripple minimization & closed loop speed control of BLDC motor with hysteresis current controller*. 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), 1-7.
16. Krishnan, R. (2010). *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives* (First edition). USA: CRC Press, 173-176.
17. Akin, B., and Bhardwaj, M. (2013). Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors. *Texas Instruments Inc., SPRABQ6*, 19(2), 2-5.
18. Mohan, N. (2001). *Electric Drives An Integrative Approach, Types and Applications* (Second edition). Minneapolis: Mnpere, 190-210.
19. Sarala, P., Kodad, S. F., and Sarvesh, B. (2016). *Analysis of closed loop current controlled BLDC motor drive*. International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), 1464-1468.
20. Gamazo-Real, J.C., Vázquez-Sánchez, E., and Gómez-Gil, J. (2010). Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application. *Sensors Journal*, ISSN 1424-8220, 10(7), 6901–6947.
21. Shen, J.X., Zhu, Z.Q., and Howe, D. (2004). Sensorless flux-weakening control of permanent-magnet brushless machines using third harmonic back EMF. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40, 1629-1636.
22. Lin, M. Zhang, Z. Lin, K. (2008). *A novel and easy-realizing initial rotor position detection method and speedup algorithm for sensorless BLDC motor drives*. In Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems, 2860-2865.
23. Xia, C.-L. (2012). *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls* (First edition). Singapore: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd, 191,235.
24. Feyzi, M.R., and Shafiei, M. (2011). *Position sensorless direct torque control of brushless dc motor drives based on sliding mode observer using NSGA-II algorithm optimization*. 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, 151-156.
25. Deenadayalan, A., and Saravana Ilango, G. (2011). *Modified sliding mode observer for position and speed estimations in brushless dc motor*. Annual IEEE India Conference, India, 1-4.
26. Girija, P.K., Prince A., (2014). *Robustness evaluation of SMO in sensorless control of BLDC motor under DTC scheme*. International Conference on Power, Signals, Control and Computation (EPSCICON), 1-6.



## EK-1. Motorların nicel olarak kıyaslanması

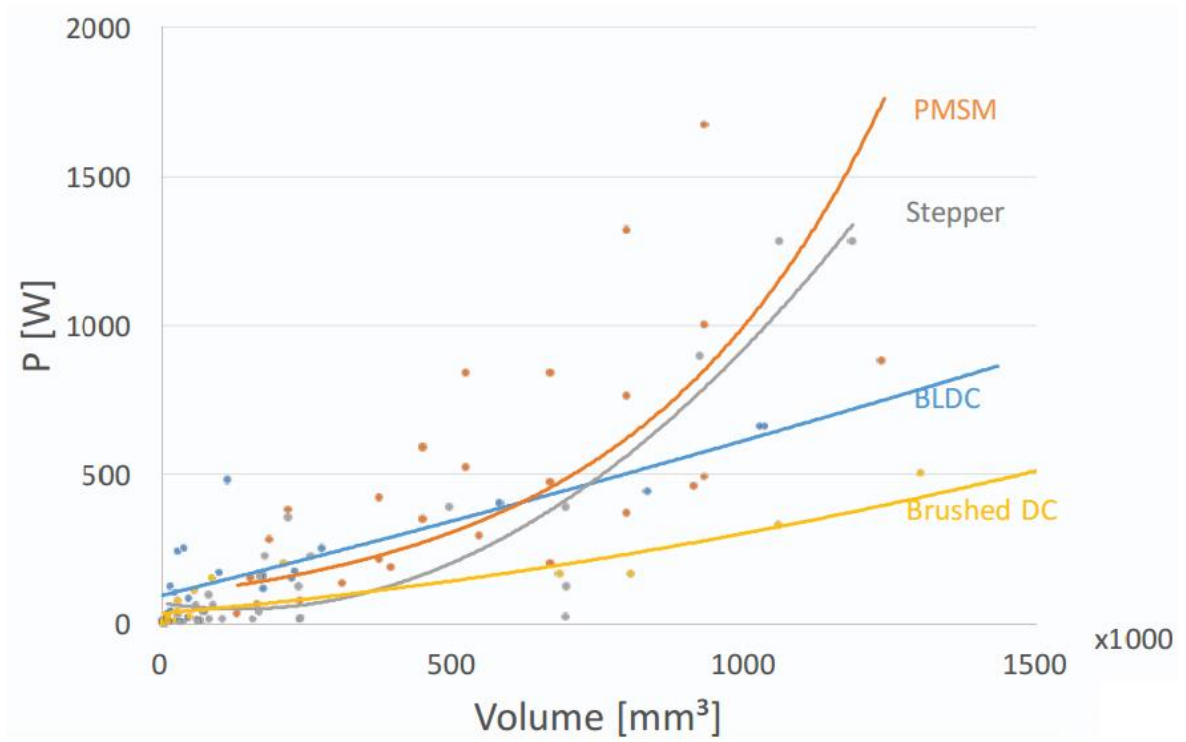


Şekil 1.1. Anma gücüne göre nominal motor hızı

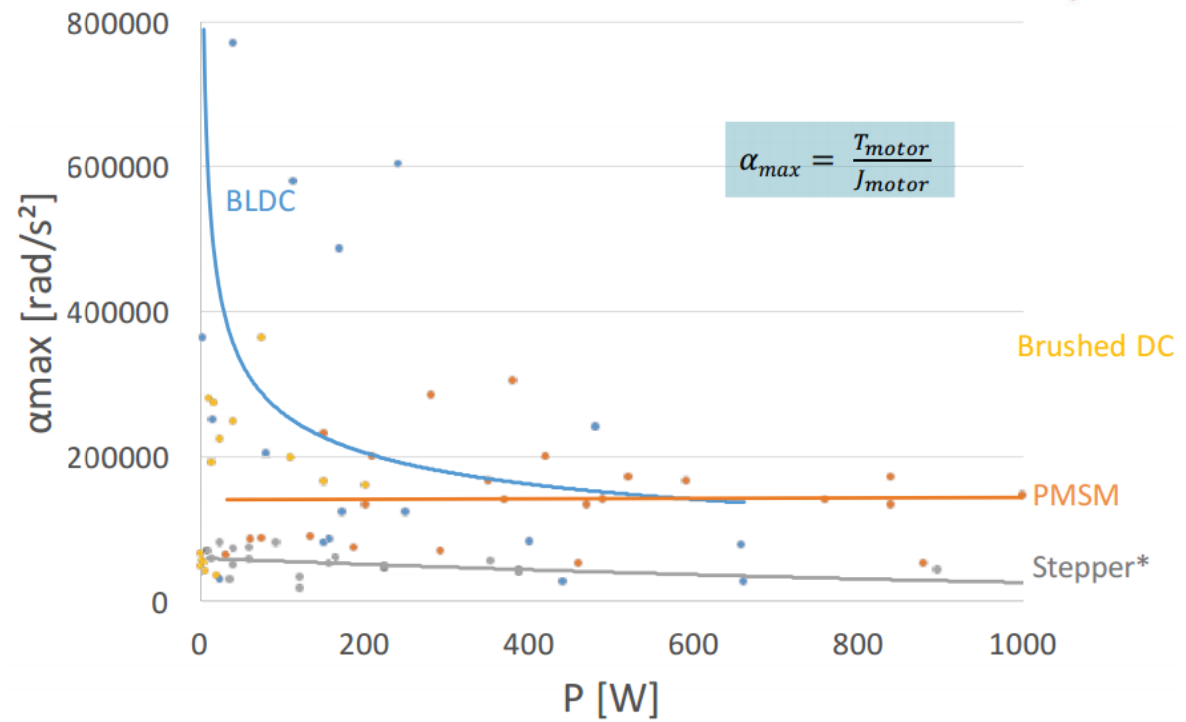


Şekil 1.2. Birim hacme göre nominal motor torku

EK-1. (devam) Motorların nicel olarak kıyaslanması

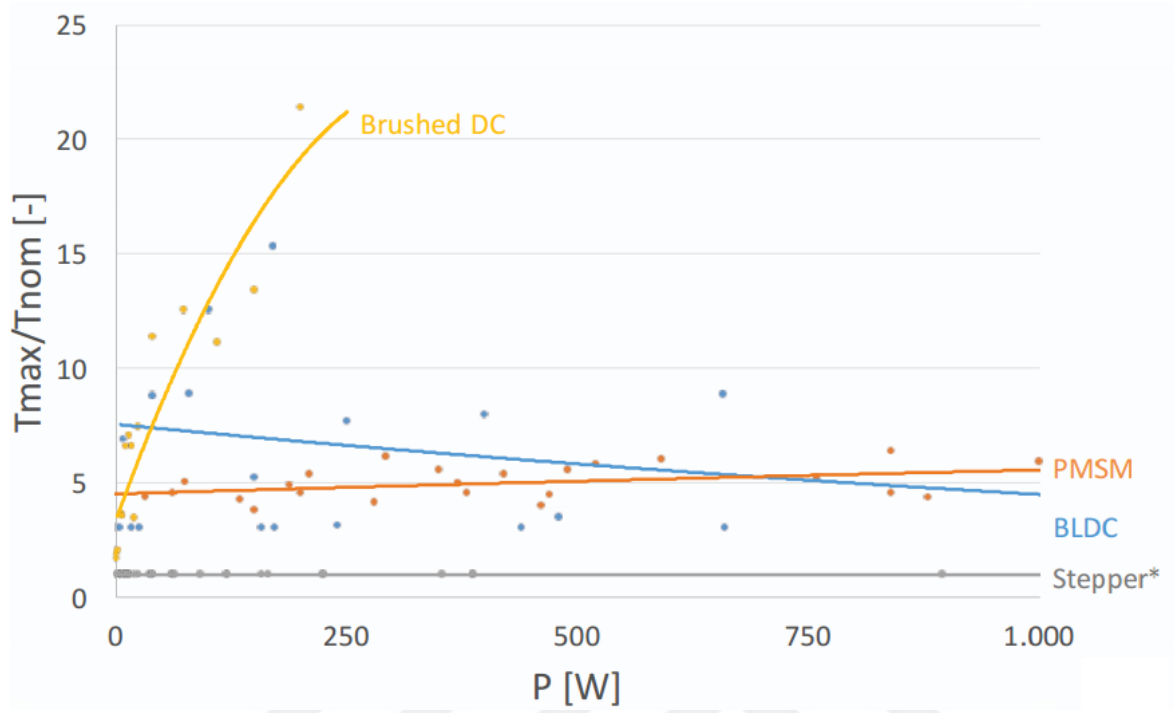


Şekil 1.3. Birim hacme göre motor gücü

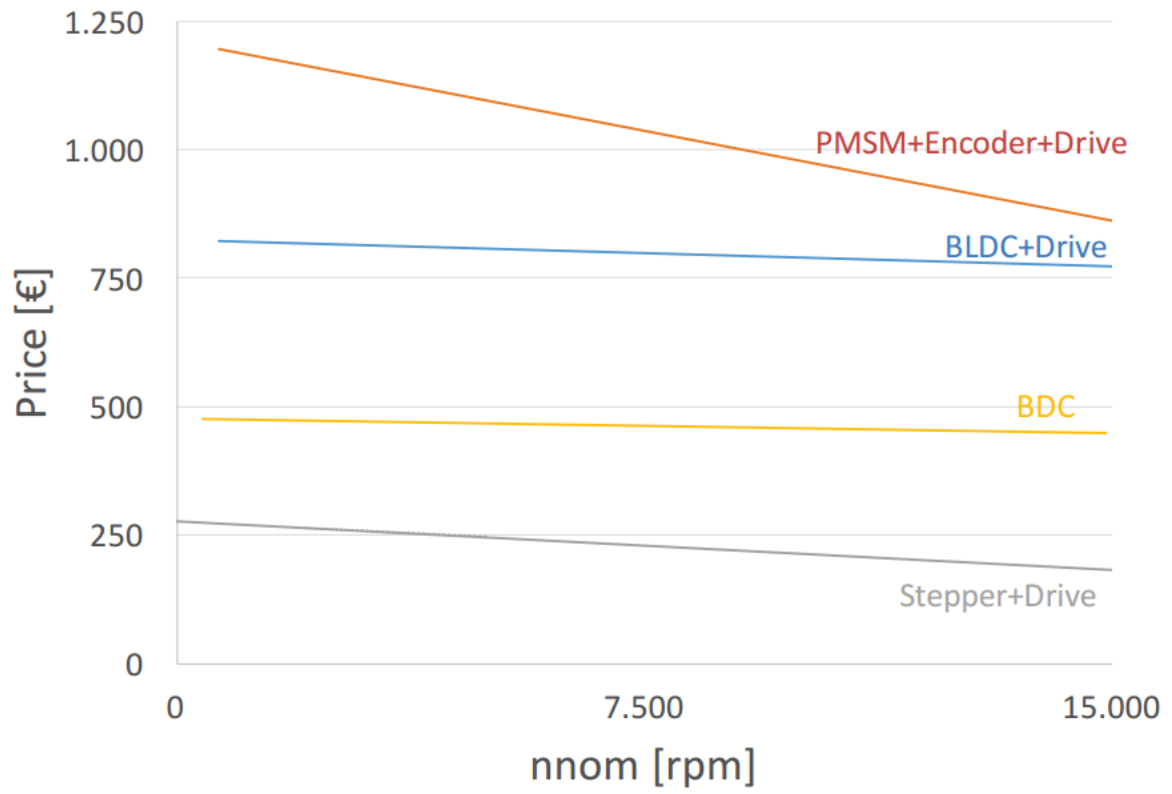


Şekil 1.4. Motor gücüne göre maksimum hızlanma

EK-1. (devam) Motorların nicel olarak kıyaslanması

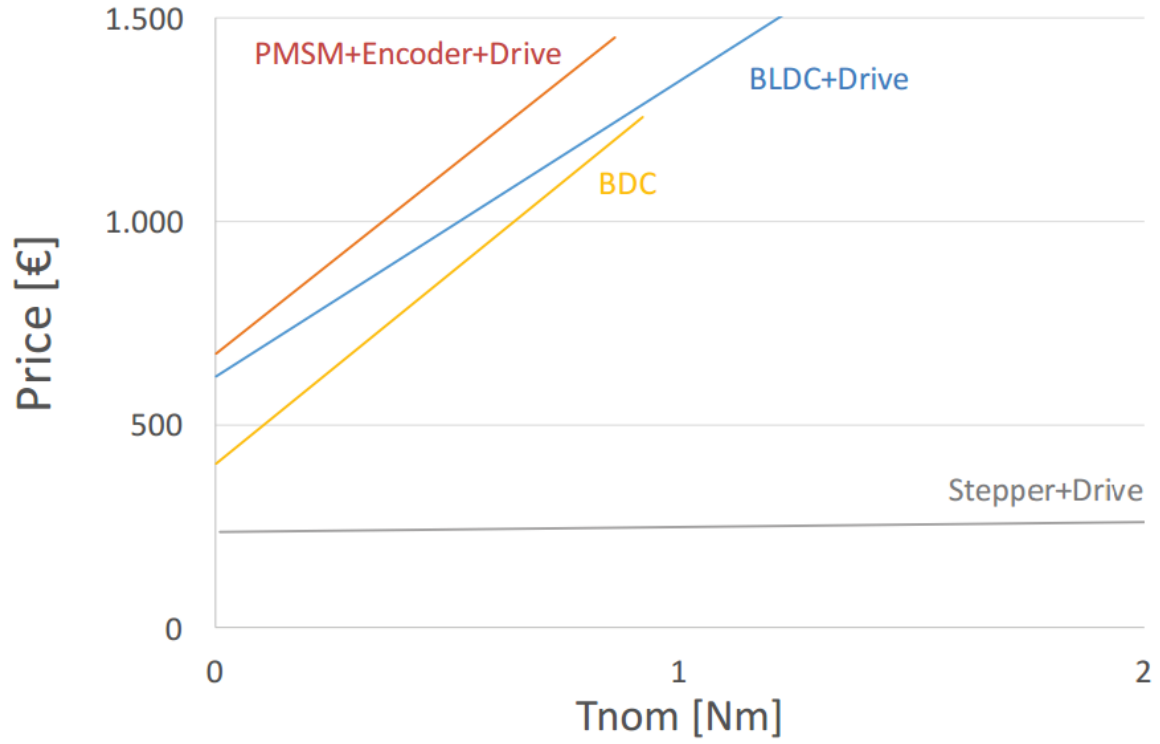


Şekil 1.5. Motor gücüne göre yüklenme kapasitesi

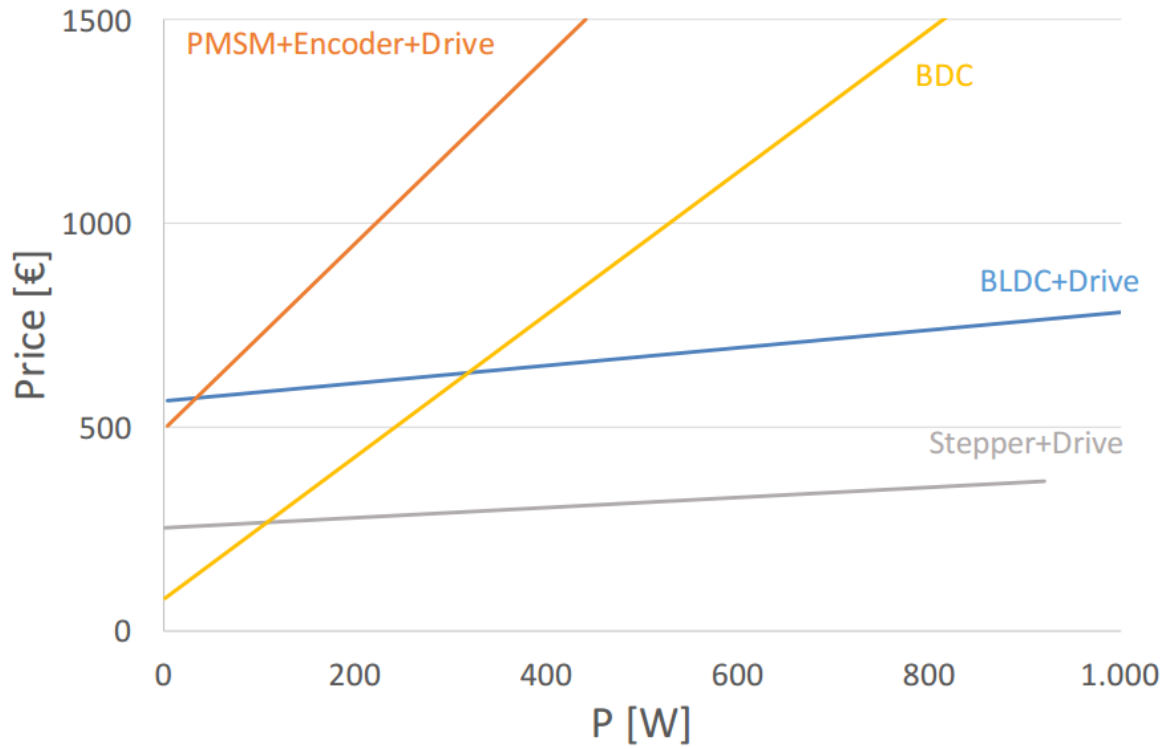


Şekil 1.6. Nominal hıza göre maliyet

EK-1. (devam) Motorların nicel olarak kıyaslanması



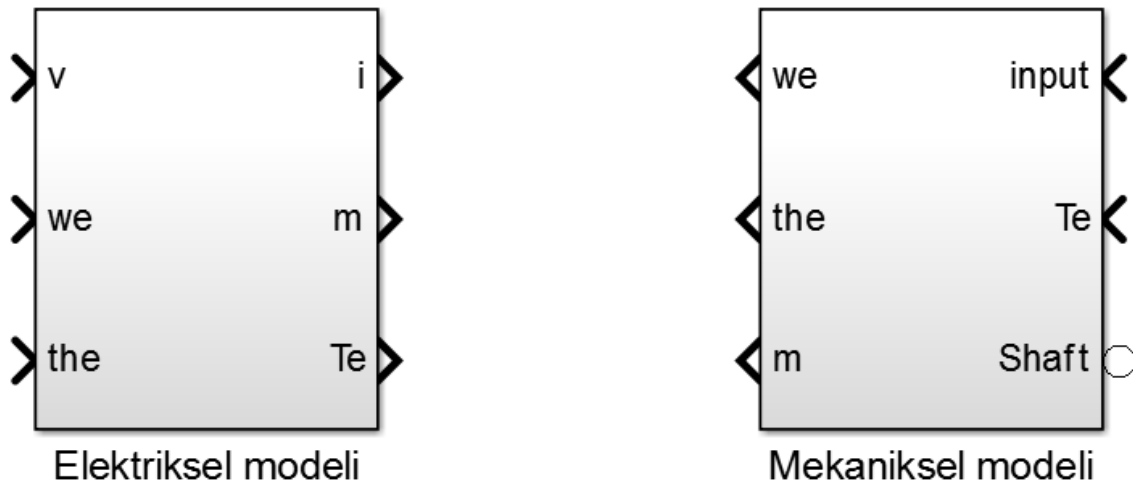
Şekil 1.7. Nominal torka göre maliyet



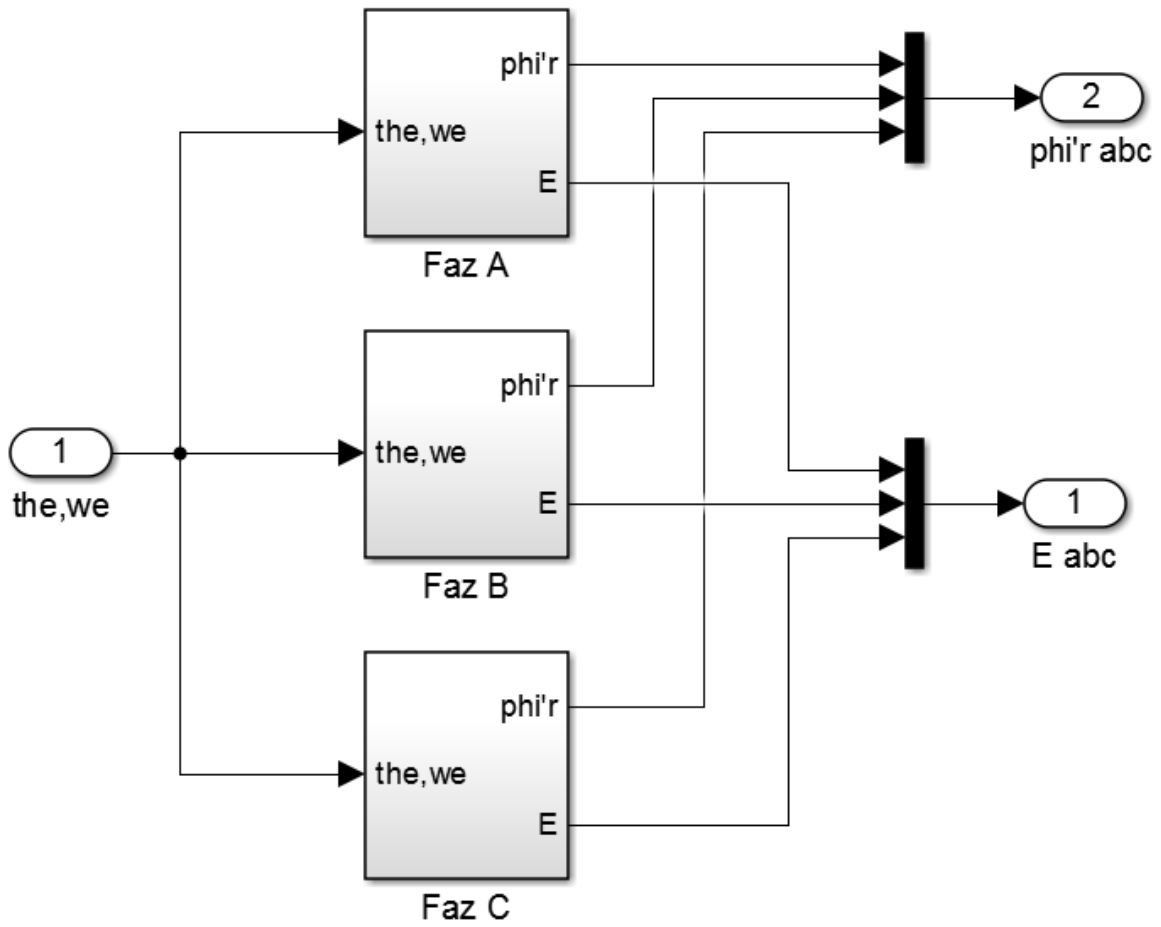
Şekil 1.8. Güce göre maliyet



## EK-2. FDAM'nin modellenmesi

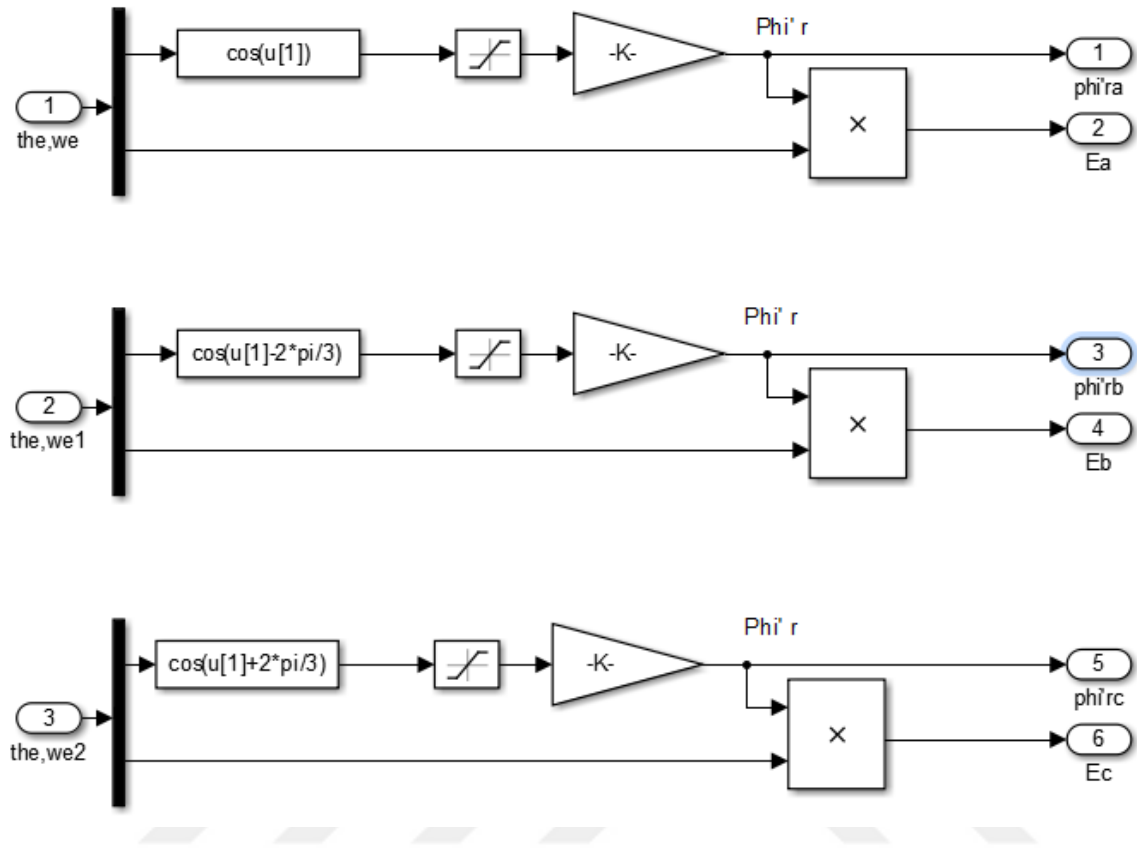


Şekil 2.1. FDAM Simulink elektriksel ve mekaniksel alt sistem blok şeması

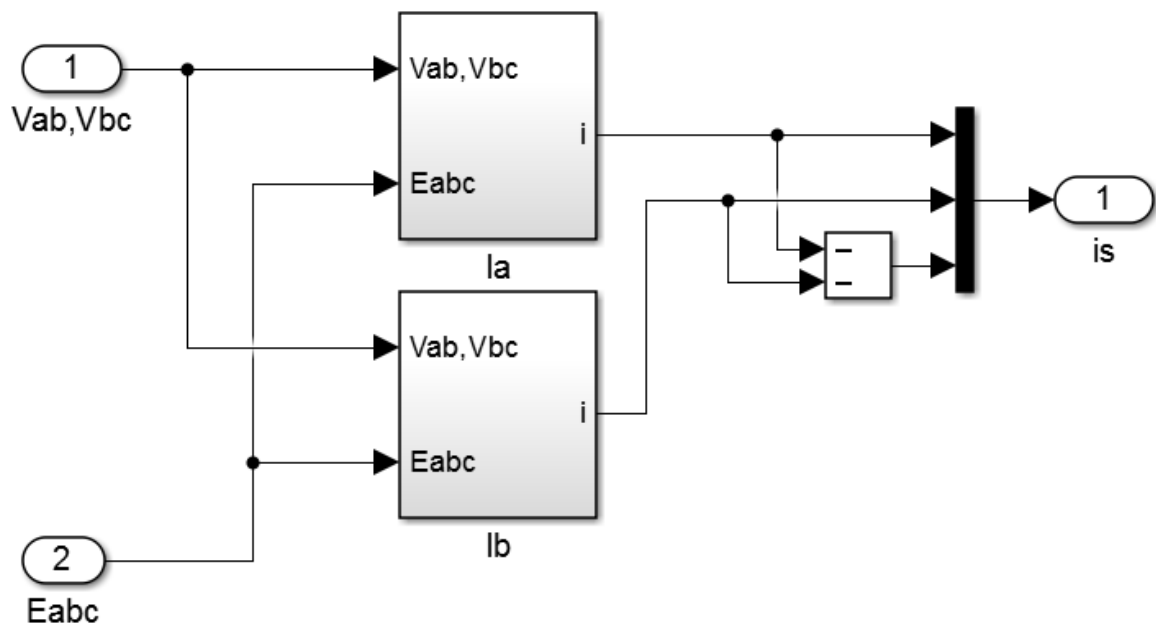


Şekil 2.2. Elektriksel EMK üretim bloğu

EK-2. (devam) FDAM'nin modellenmesi

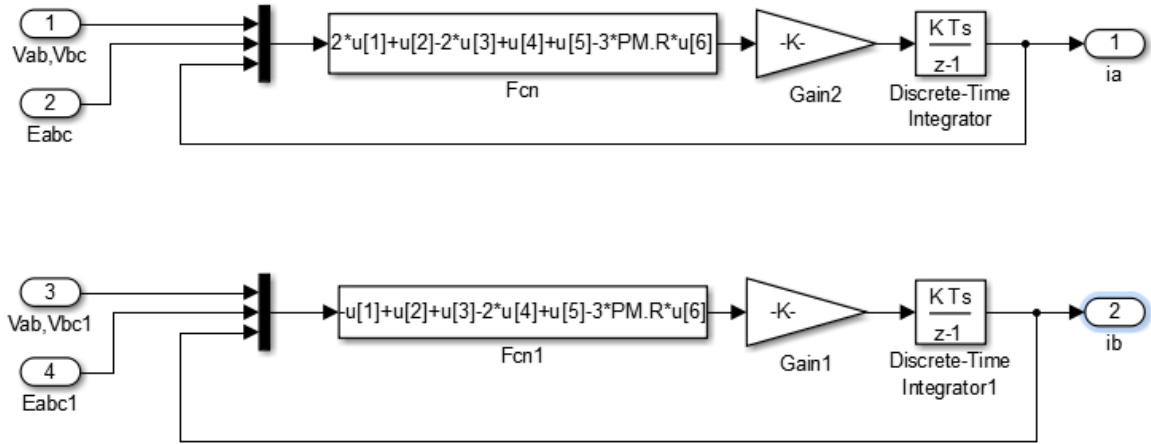


Şekil 2.3. Elektriksel EMK üretim alt bloğu

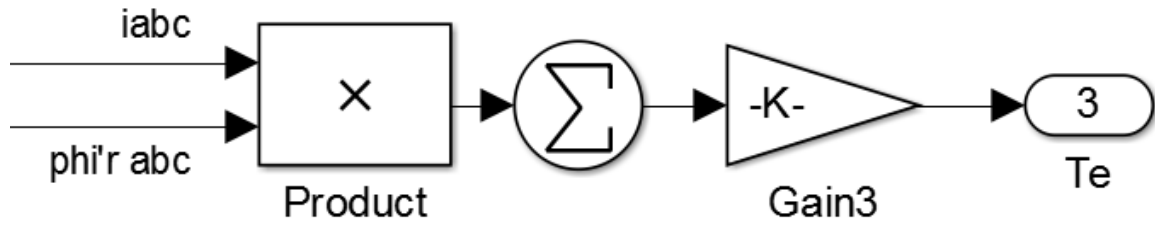


Şekil 2.4. Akım üretim bloğu

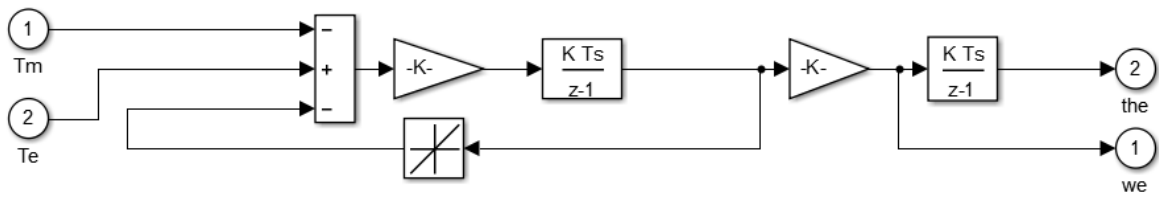
EK-2. (devam) FDAM'nin modellenmesi



Şekil 2.5. Akım üretim alt bloğu



Şekil 2.6. Elektromanyetik tork üretim bloğu



Şekil 2.7. Mekaniksel bileşen bloğu

## ÖZGEÇMİŞ

### Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : TOPAL, Mustafa  
 Uyruğu : T.C.  
 Doğum tarihi ve yeri : 29.10.1988, Merzifon  
 Medeni hali : Evli  
 Telefon : 0 (312) 590 97 38  
 Faks : 0 (312) 590 91 48  
 e-mail : mustafatopal@engineer.com



### Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü	Devam ediyor
Lisans	Erciyes Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü	2013
Lise	Suluova Lisesi (Y.D.A)	2006

### İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2015 – Halen	TÜBİTAK – SAGE	Araştırmacı
2015-2015	Casper A.Ş.	Ar-Ge Mühendisi
2013-2014	Enerka Enerji Sistemleri	Ar-Ge Mühendisi

### Yabancı Dil

İngilizce

### Yayınlar

Topal, M. İskender, İ., and Genc, N. (2018). *Study on speed control of bldc motor using three different methods*. International Conference on Technical and Physical Problems of

Electrical Engineering (ICTPE), Nakhchivan State University, Azerbaijan, 32-38.

**Hobiler**

Basketbol, müzik, sinema





*GAZİ GELECEKTİR..*