

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA KOMÜTASYON MOMENT  
DALGALANMALARININ AZALTILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elektrik Müh. Muhammed Reşit ÇORAPSIZ**

**HAZİRAN – 2018  
TRABZON**



**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce**

**Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : / /**

**Tezin Savunma Tarihi : / /**

**Tez Danışmanı :**

**Trabzon**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun / / gün ve sayılı  
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda  
**YÜKSEK LİSANS TEZİ**  
olarak kabul edilmiştir.

**Jüri Üyeleri**

**Başkan :** .....

**Üye :** .....

**Üye :** .....

**Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ**

**Enstitü Müdürü**

## ÖNSÖZ

Bu tez, Karedeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı’nda yapılan bir çalışmadır.

Bu çalışmada, fırçasız doğru akım motorlarında komütasyon moment dalgalanmalarının azaltılması amaçlanmıştır.

Bütün eğitim ve öğretim hayatım boyunca beni her konuda yönlendiren ve destekleyen babam Recep ÇORAPSIZ ‘a, karşılaştığım her zorlukta bana sabırlı olmayı öğreten annem Zeynep ÇORAPSIZ ‘a, kardeşlerime ve bütün akademik çalışma hayatım süresince hiçbir zaman desteğini benden esirgemeyen sevgili eşim Elif ÇORAPSIZ ‘a minnettarım.

Lisansüstü çalışmalarım süresince yardımlarını esirgemeyen abim Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ ‘a, akademik çalışmalara başladığım ilk yıllarda bana her konuda destek veren Dr. Öğr. Üyesi Bünyamin ALIM ‘a ve Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Barış TABAKCIOĞLU ‘ya şükranlarımı sunarım.

Akademik çalışmalarım boyunca beni sürekli teşvik eden, bu amaç uğruna her türlü desteği sunan Bayburt Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Müdürü Prof. Dr. Vecihi AKSAKAL ‘a teşekkürlerimi sunarım.

Yüksek lisans öğrenimim boyunca günün her saatinde ulaşılabilirdiğim, bana her konuda farklı bir bakış açısı kazandırabilen, beni destekleyen ve yönlendiren tez danışmanım Sayın Hocam Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECİ ‘ye güler yüz, sabır, anlayış ve çabalarından ötürü teşekkürlerimi saygı ve minnetle sunarım.

Muhammed Reşit ÇORAPSIZ

Trabzon 2018

## TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “*Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Komütasyon Moment Dalgalanmalarının Azaltılması*” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECİ'nin sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 18/06/2018

Muhammed Reşit ÇORAPSIZ

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ .....	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET .....	VIII
SUMMARY .....	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	X
TABLolar DİZİNİ .....	XIII
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XIV
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş .....	1
1.2. Tezin Amacı .....	2
1.3. Literatür Araştırması.....	2
1.4. Sürekli Miknatıslar .....	7
1.5. Sürekli Miknatıslı Rotorlar .....	10
1.6. Sürekli Miknatıslı Motorlar.....	12
1.7. Fırçasız Doğru Akım Motorları.....	14
1.7.1. Fırçasız Doğru Akım Motorlarına Giriş .....	14
1.7.2. Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücüleri.....	17
1.7.2.1. Yarım Köprü Modu .....	18
1.7.2.2. Tam Köprü Modu .....	19
1.7.2.3. Dört Anahtarlı Köprü Modu.....	21
1.7.3. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Çalışma Prensibi.....	22
1.7.4. Hall Etkili Sensörler.....	25
1.7.5. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Matematik Modeli .....	26
1.8. Referans Düzlem Dönüşümleri .....	31
1.8.1. Clarke Dönüşümü .....	33
1.8.2. Park Dönüşümü .....	34
1.9. Fırçasız Doğru Akım Motorunun d–q Eşdeğer Devresi .....	35
1.10. Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment Dalgalanması .....	37
1.10.1. Cogging Moment Etkisi .....	38

1.10.2.	Komütasyon Moment Dalgalanması .....	39
1.11.	Komütasyon Moment Dalgalanması ve Analizi.....	40
2.	DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	52
2.1.	DA-DA Dönüştürücülere Giriş .....	52
2.2.	DA-DA Dönüştürücülerde Başarım Parametreleri .....	53
2.3.	Yarı iletken Anahtarlar İçin Kapı İşaretlerinin Üretilmesi .....	54
2.4.	Düşürücü Çalışmanın Genel Prensibi .....	55
2.5.	Yükseltici Çalışmanın Genel Prensibi .....	57
2.6.	Anahtarlama Dönüştürücüler .....	60
2.6.1.	Düşüren Dönüştürücüler .....	61
2.6.2.	Yükselten Dönüştürücüler.....	64
2.6.3.	Düşüren-Yükselten Dönüştürücüler.....	68
2.6.4.	Cuk Dönüştürücüler.....	75
2.7.	DA-DA Dönüştürücülerin Denetimi .....	79
2.7.1.	Oransal-İntegral Denetim .....	80
2.7.2.	Bulanık Mantık Denetim.....	81
2.7.2.1.	Bulanıklık Kavramı .....	82
2.7.2.2.	Bulanık Kümeler .....	83
2.7.2.3.	Bulanık Küme İşlemleri.....	85
2.7.2.4.	Bulanık Mantık Denetimin Bileşenleri.....	87
2.7.2.4.1.	Bulanıklaştırma .....	88
2.7.2.4.2.	Bulanık Kural Tabanı ve Bulanık İşlemci .....	88
2.7.2.4.3.	Duralaştırma .....	91
3.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR .....	92
3.1.	Giriş .....	92
3.2.	Sunulan Çalışmada Kullanılan Devre Yapıları .....	92
3.3.	Sunulan Çalışmanın Benzetim Modeli .....	95
3.4.	Kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motorunun Parametreleri .....	96
3.5.	Benzetim Modellerinin Çalıştırılması Ve Ölçümler.....	98
3.5.1.	Klasik Denetim Yöntemi .....	98
3.5.2.	Oransal ve İntegral (PI) Denetimli Gerilim Kontrol Yöntemi .....	106
3.5.3.	Bulanık Mantık (BM) Denetimli Gerilim Kontrol Yöntemi.....	115
3.5.4.	Denetim Yöntemlerinin Karşılaştırılması .....	122

4.	SONUÇLAR .....	126
5.	ÖNERİLER.....	127
6.	KAYNAKLAR.....	128
	ÖZGEÇMİŞ	134





Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA KOMÜTASYON MOMENT  
DALGALANMALARININ AZALTILMASI

Muhammed Reşit ÇORAPSIZ

Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hakan KAHVECİ  
2018, 133 Sayfa

Bu tez çalışmasında, hem düşük hem de yüksek hızlarda çalışan fırçasız doğru akım motorlarının (FDAM) faz akımlarının komütasyonu sırasında meydana gelen moment dalgalanmalarının doğru akım (DA) hat gerilim kontrol tekniği kullanılarak azaltılması amaçlanmıştır. Bu teknik, evirici girişine bir DA–DA dönüştürücü yerleştirilerek komütasyon anlarında gelen ve çıkan faz akımlarının eğimlerinin maksimum seviyede eşitlenmesi için gerekli olan gerilim seviyesinin elde edilmesi ile sağlanmıştır. Bu işlemin gerçekleştirilmesi için bir bölge seçici devre tasarlanmıştır. Komütasyon bölgesinde tasarımı yapılan bölge seçici devre, iletim bölgesinde ise FDAM'nin normal kaynak gerilimi kullanılmıştır. Sunulan benzetim çalışması farklı yük ve farklı hız koşulları altında denetlenmiştir. Elde edilen sonuçlar klasik FDAM'nin çalışma sonuçları ile karşılaştırıldığında sunulan çalışmada komütasyon anlarında meydana gelen moment dalgalanmalarının önemli ölçüde azaldığı gözlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Fırçasız DA Motoru, Komütasyon, Moment Dalgalanması, DA Hat Gerilim Kontrolü, DA–DA Dönüştürücü, Gerilim Seçici Devre, Matlab/Simulink.

Master Thesis

SUMMARY

REDUCTION OF COMMUTATION TORQUE RIPPLES IN BRUSHLESS DIRECT  
CURRENT MOTORS

Muhammed Reşit ÇORAPSIZ

Karadeniz Technical University  
The Graduate School of Natural and Applied Science  
Electrical–Electronics Engineering Graduate Program  
Supervisor: Assist. Prof. Dr. Hakan KAHVECİ  
2018, 133 Pages

In this thesis, it is aimed to reduce the torque ripples occurring during commutation of phase currents of brushless direct current motors (BLDCM) operating at both low and high speeds by using direct current (DC) link voltage control technique. This technique is achieved by placing a DC–DC converter in front of the inverter to obtain the voltage level required to equalize the slopes of the incoming and outgoing phase currents during commutation at the maximum level. A mode selector circuit is designed for this operation. The mode selective circuit was used in the commutation times. Except for commutation time was used the normal source voltage of the BLDCM. The simulation studies carried out under different load and different speed conditions. When the simulation results are compared with those of the traditional BLDCM, it was observed that the torque ripples occurring in commutation decreased considerably.

**Key Words:** Brushless DC Motor, Commutation, Torque Ripples, DC link Voltage Control, DC–DC Converter, Voltage Selector Circuit, Matlab/Simulink

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### Sayfa No

Şekil 1. Sürekli mıknatıslı malzemelerin demagnetizasyon eğrileri.....	8
Şekil 2. Basit mıknatıslanma düzeneği .....	8
Şekil 3. B–H Histeresiz eğrisi.....	9
Şekil 4. Sürekli mıknatıslı rotor tipleri.....	10
Şekil 5. FDAM'nin genel yapısı.....	11
Şekil 6. Sürekli mıknatıslı motorların genel yapısı.....	13
Şekil 7. Gerilim kaynaklı evirici ile beslenen FDAM sürücü modeli.....	15
Şekil 8. Yarım köprü sürücülü FDAM.....	18
Şekil 9. Yarım köprü evirici ile sürülen FDAM'nin faz sargı akımları.....	19
Şekil 10. Tam köprü sürücülü FDAM .....	20
Şekil 11. Tam köprü evirici ile sürülen FDAM'nin faz sargı akımları.....	20
Şekil 12. Dört anahtarlı köprü modu ile sürülen FDAM .....	21
Şekil 13. FDAM'de akım yönleri .....	22
Şekil 14. FDAM'nin çalışma bölgelerindeki faz akımları ve üretilen moment .....	23
Şekil 15. FDAM'de endüklenen faz–nötr arası gerilimler, faz sargı akımları, HES çıkışları ve üretilen elektromekanik moment.....	24
Şekil 16. Hall sensörü ve hall etkisi.....	25
Şekil 17. Bir fazda endüklenen gerilim ve faz sargı akımı .....	28
Şekil 18. Clarke ve Park dönüşümlerine ait blok diyagram.....	32
Şekil 19. Referans düzlem dönüşümleri.....	32
Şekil 20. Bileşenlerin Clarke dönüşümündeki durumu .....	33
Şekil 21. Bileşenlerin Park dönüşümündeki durumu.....	34
Şekil 22. SMSM'lerin d–q eşdeğer devresi.....	36
Şekil 23. Cogging moment etkisi.....	38
Şekil 24. Evirici ile beslenen FDAM'nin genel devre yapısı.....	40
Şekil 25. Komütasyondan önceki iletim bölgesinde faz akımları .....	42
Şekil 26. Komütasyon bölgesinde faz akımları .....	43
Şekil 27. Stator faz sargılarının enerjilenme dizisi.....	44
Şekil 28. Komütasyon bölgesinde faz akımlarının ve üretilen momentin değişimi .....	48
Şekil 29. Komütasyondan sonraki iletim bölgesinde faz akımları .....	51

Şekil 30. İstenilen doluluk oranına sahip bir işaretin üretilmesi .....	54
Şekil 31. Düşürücü çalışma .....	56
Şekil 32. Yükseltici çalışma .....	58
Şekil 33. Yükseltici çalışma a.) Mod 1 b.) Mod 2 .....	59
Şekil 34. DA–DA düşüren dönüştürücü devresi .....	61
Şekil 35. Düşüren dönüştürücüde kontrollü anahtarın iletimde olması durumu .....	62
Şekil 36. Düşüren dönüştürücüde kontrollü anahtarın yalıtımda olması durumu .....	63
Şekil 37. DA–DA yükselten dönüştürücü devresi .....	65
Şekil 38. Yükselten dönüştürücüde kontrollü anahtarın iletimde olması durumu .....	65
Şekil 39. Yükselten dönüştürücüde kontrollü anahtarın yalıtımda olması durumu .....	67
Şekil 40. DA–DA düşüren–yükselten dönüştürücü devresi .....	69
Şekil 41. DA–DA düşüren–yükselten dönüştürücüde anahtarın iletimde olması .....	70
Şekil 42. DA–DA düşüren–yükselten dönüştürücüde anahtarın yalıtımda olması .....	71
Şekil 43. DA–DA Cuk dönüştürücü devresi .....	75
Şekil 44. Cuk dönüştürücüde kontrollü anahtarın iletimde olması durumu .....	76
Şekil 45. Cuk dönüştürücüde kontrollü anahtarın yalıtımda olması durumu .....	77
Şekil 46. Dönüştürücülerin denetimine ait genel blok diyagramı .....	79
Şekil 47. PI denetim yapısının blok diyagramı .....	80
Şekil 48. Üçgen üyelik fonksiyonu .....	84
Şekil 49. A ve B bulanık kümelerinin kesişimi .....	85
Şekil 50. A ve B bulanık kümelerinin birleşimi .....	86
Şekil 51. Bulanık B kümesinin değil işlemi .....	86
Şekil 52. Bulanık mantık denetleyici temel blok diyagramı .....	87
Şekil 53. Bulanıklaştırma işlemi .....	88
Şekil 54. Bulanık kural tablosu .....	89
Şekil 55. Aktif kuralların işletilmesi .....	90
Şekil 56. BMD'nin işleyişi .....	91
Şekil 57. Sunulan çalışma yöntemine ait bütün blok diyagram .....	93
Şekil 58. Sunulan çalışmanın benzetim modeli .....	97
Şekil 59. Klasik denetim yönteminin benzetim modeli .....	98
Şekil 60. Klasik denetim benzetim sonuçları .....	100
Şekil 61. Klasik denetim sonuçları (N=2300 d/dk, $T_L=0.5$ Nm) .....	101
Şekil 62. Klasik denetim sonuçları (N=2300 d/dk, $T_L=1$ Nm) .....	102

Şekil 63. Klasik denetim sonuçları ( $N=2100$ d/dk, $T_L=1$ Nm).....	103
Şekil 64. Klasik denetim sonuçları ( $N=2100$ d/dk, $T_L=0.5$ Nm).....	104
Şekil 65. Klasik denetim yöntemine ait bir fazın akımı ve bir fazın ürettiği moment.....	105
Şekil 66. KMD'nin azaltılması için tasarlanan benzetim bloğu.....	108
Şekil 67. PI denetim benzetim sonuçları.....	109
Şekil 68. PI denetim sonuçları ( $N=2300$ d/dk, $T_L=0.5$ Nm) .....	110
Şekil 69. PI denetim sonuçları ( $N=2300$ d/dk, $T_L=1$ Nm) .....	111
Şekil 70. PI denetim sonuçları ( $N=2100$ d/dk, $T_L=1$ Nm) .....	112
Şekil 71. PI denetim sonuçları ( $N=2100$ d/dk, $T_L=0.5$ Nm) .....	113
Şekil 72. PI denetim yöntemine ait bir fazın akımı ve bir fazın ürettiği moment .....	114
Şekil 73. BM denetim benzetim sonuçları .....	116
Şekil 74. BM denetim sonuçları ( $N=2300$ d/dk, $T_L=0.5$ Nm).....	117
Şekil 75. BM denetim sonuçları ( $N=2300$ d/dk, $T_L=1$ Nm).....	118
Şekil 76. BM denetim sonuçları ( $N=2100$ d/dk, $T_L=1$ Nm).....	119
Şekil 77. BM denetim sonuçları ( $N=2100$ d/dk, $T_L=0.5$ Nm).....	120
Şekil 78. BM denetim yöntemine ait bir fazın akımı ve bir fazın ürettiği moment.....	121
Şekil 79. Stator faz akımlarına ait benzetim sonuçları .....	123
Şekil 80. Rotor hızlarına ait benzetim sonuçları.....	124
Şekil 81. Üretilen momentlere ait benzetim sonuçları.....	125

## TABLolar DİZİNİ

### Sayfa No

Tablo 1. FDAM'ler ve SMSM'lerin bazı özelliklerinin karşılaştırılması.....	12
Tablo 2. FDAM'ler ve klasik DA motorların bazı özelliklerinin karşılaştırılması .....	16
Tablo 3. Referans hızların ve yük momentinin değişimi .....	99



## SEMBOLLER DİZİNİ

AA	Alternatif akım
BMD	Bulanık mantık denetim
BMK	Bulanık mantık kuramı
DA	Doğru akım
DCMLI	Diyot kenetlemeli çoklu seviyeli evirici
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
EM	Elektrik motoru
EMK	Elektromotor kuvvet
FDAM	Fırçasız doğru akım motoru
HES	Hall etkili sensör
IDO	Ön uç entegreli çift çıkışlı dönüştürücü
KMD	Komütasyon moment dalgalanması
SEPIC	Tek uçlu birincil indüktif dönüştürücü
SGD	Serbest geçiş diyotu
SMAAM	Sürekli mıknatıslı alternatif akım motoru
SMDAM	Sürekli mıknatıslı doğru akım motoru
SMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
$\mu(x)$	Üyelik fonksiyonu
A	Akının geçtiği kesit
a, b, c	Stator faz sargı isimleri
<i>b</i>	Sürtünme katsayısı
B	Manyetik akı yoğunluğu
$c_i, c_p$	İntegral ve oransal denetim transfer fonksiyonu
$C_{PI}$	PI denetleyici transfer fonksiyonu
$D_{1-6}$	Serbest geçiş diyotları
$de(t)$	Hatanın değişimi
$e(t)$	Hata
$e_a, e_b, e_c$	Fazlarda endüklenen zıt elektromotor kuvvetler
$E_m$	Üretilen maksimum zıt elektromotor kuvvet
<i>f</i>	Frekans

$H$	Manyetik alan Şiddeti
$H_a, H_b, H_c$	Fazların hall etkileri
$I_a$	Yük akımının ortalama değeri
$I_d$	Giriş akımındaki dalgalanmanın etkin değeri
$I_i$	Kaynak akımının etkin değeri
$I_m$	Faz akımının tepe değeri
$I_o$	Yük akımının etkin değeri
$I_s$	Kaynak akımının ortalama değeri
$l$	Akı yolu uzunluğu
$i_a, i_b, i_c$	Faz sargı akımları
$i_\alpha, i_\beta$	$\alpha$ - $\beta$ ekseninde stator akımları
$i_d, i_q$	Rotor referans düzleminde stator akımları
$J$	Eylemsizlik momenti
$k$	Yarı iletken anahtarların görev periyodu
$k_e$	Endüklenen gerilim katsayısı
$K_i, K_p$	İntegral ve oransal kazanç katsayıları
$L_a, L_b, L_c$	Faz sargı endüktansları
$L_d, L_q$	d ve q eksen endüktansları
$M$	Ortak endüktans
$N$	Nötr noktası
$N$	Sarım sayısı
$P$	Çift kutup sayısı
$P_a, P_b, P_c$	Fazların elektriksel güçleri
$P_{ac}, P_{dc}$	Dönüştürücü çıkış gücünün etkin ve ortalama değerleri
$r$	Rotor yarıçapı
$R_a, R_b, R_c$	Faz sargı dirençleri
$RF_o, RF_s$	Dönüştürücü çıkış gerilimi ve giriş akımı dalgalanma katsayıları
$t$	Zaman
$T$	Bir elektriksel tur
$t_1, t_2$	Kıyıcı anahtarın iletim ve kesim süreleri
$T_{1-6}$	Evirici yarı iletken anahtarları
$T_e$	Elektromekanik moment



$T_{iletim}, T_{kom}$	İletim ve komütasyon bölgelerinde üretilen moment
$T_{KMD}$	Komütasyon moment dalgalanması
$T_L$	Yük momentini
$t_y, t_d$	Faz akımının yükselme ve düşme süreleri
$u_a, u_b, u_c$	Faz gerilimleri
$U_{dc}$	Evirici giriş gerilimi
$V_a$	Yük geriliminin ortalama değeri
$V_C$	Kapasite gerilimleri
$V_ç$	Dönüştürücünün ortalama çıkış gerilimi
$V_d$	Çıkış gerilimindeki dalgalanmanın etkin değeri
$V_d, V_q$	d ve q eksen gerilimleri
$V_g$	Dönüştürücü giriş gerilimi
$V_H$	Kıyıcı anahtarın eşik gerilimi
$V_L$	Yük gerilimi
$V_o$	Yük geriliminin etkin değeri
$V_{Ref}$	Referans işaretin genliği
$V_{TS}$	Taşıyıcı işaretin genliği
$V_{ÜI}$	Üretilen işaretin genliği
$\Delta I$ ve $\Delta V$	Akım ve gerilimin değişimi
$\theta_e$	Rotor açısı
$v$	Sargı lineer hızı
$\phi_g$	Hava aralığındaki akı
$\Psi_d$ ve $\Psi_q$	d ve q eksen akıları
$\omega_e$ ve $\omega_m$	Elektriksel ve mekanik açısal hız
$\omega_{ref}$	Referans hız

## 1. GENEL BİLGİLER

### 1.1. Giriş

Elektrik motorları (EM) geçtiğimiz yüzyıldan bu yana endüstrinin vazgeçilmez bir parçası haline gelmiştir. EM günümüzde ev cihazlarında, bilgisayarlarda, asansörlerde, tren ve tramvaylarda kısacası hareket kaynağına ihtiyaç duyulan her alanda elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürmek için kullanılmaktadır. EM teknoloji ile paralel olarak oldukça hızlı değişim göstermiştir. İlk olarak 1800'lü yıllarda bir doğru akım (DA) motorunun üretilmesi ile başlayan tarihçe hem manyetik malzemelerin hem de yarı iletken teknolojisinin gelişmesi ile çok çeşitli türlerde elektrik motorlarının imal edilmesi ile günümüze kadar gelmiştir. Bu türlerden biri de sürekli mıknatıslı motorlardır.

Sürekli mıknatıslı motorların bir çeşidi olan fırçasız doğru akım motoru (FDAM); diğer elektrik motorlarında olduğu gibi elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren veya enerji transferi sağlayan bir makinedir. FDAM'nin elektrikli araçlar, havacılık, uzay teknolojileri ve tıbbi alanlar gibi oldukça geniş kullanım alanları mevcuttur. Bu motorlar DA motorları ve indüksiyon motorları ile karşılaştırıldığında bir takım avantajlara sahiptir. Bu avantajlar arasında; yüksek güç verimi, daha az gürültü, ağırlık/atalet oranına göre daha yüksek moment, yüksek hız, çeşitli büyüklüklerde imal edilebilmesi ve kolay kontrol edilebilmeleri sayılabilir. Ayrıca FDAM'de fırça ve kollektör olmadığından diğer DA motorlarına kıyasla hem çalışması sırasında ark meydana gelmez hem de daha uzun ömürlüdürler.

Bu avantajlarına rağmen FDAM'nin bazı dezavantajları da mevcuttur. Örneğin normal DA motorlarının aksine FDAM'lerde komütasyon işlemi elektronik olarak bir evirici üzerinden gerçekleştirilir. Bu gerçekleştirme işleminin uygulanabilmesi için rotor pozisyonuna ihtiyaç duyulmaktadır. Rotor pozisyonu, çeşitli sensörler kullanılarak belirleneceği gibi farklı türlerde sensörsüz teknikler kullanılarak da belirlenebilir.

FDAM'nin en büyük dezavantajı ise çalışması sırasında motorun ürettiği momentte dalgalanmaların oluşmasıdır. Bu dalgalanmalar eviricide bulunan anahtarların konum değişmesi ile faz sargı akımında meydana gelen değişimden kaynaklanmaktadır. Eviricide bulunan anahtarların konum değişmesi işlemi komütasyon olarak adlandırılmaktadır. Komütasyon süresince faz sargılarının akımı da değiştiğinden ve FDAM'de üretilen

momentin büyüklüğü doğrudan faz sargılarının akımı ile bağlantılı olduğundan faz sargılarının akımında meydana gelen dalgalanma doğrudan üretilen momentte de meydana gelmektedir. Komütasyon anındaki moment dalgalanması ise komütasyon moment dalgalanması (KMD) olarak tanımlanmıştır. KMD istenmeyen bir durum olup hem çıkış momentinde dalgalanmalar oluşturur hem de FDAM'nin veriminin azalmasına sebep olur. KMD'nin azaltılması FDAM'nin hem daha kararlı çalışmasında hem de daha uzun ömürlü olmasında oldukça etkilidir.

Literatürde KMD'nin azaltılması işlemi başlangıçta düşük hızlar için ayrı yüksek hızlar için ayrı olmak üzere iki farklı başlık altında incelenmiştir. Son yıllarda hem düşük hem de yüksek hızlar için yapılan çalışmalar da literatüre sunulmuştur.

## **1.2. Tezin Amacı**

Bu tez çalışmasında KMD'nin azaltılması için DA hat gerilim denetim yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem evirici girişine bir DA-DA dönüştürücü yerleştirilerek komütasyon anında DA giriş geriliminin kontrol edilmesi ile sağlanmıştır. Bu gerilimin kontrol edilmesinde geleneksel oransal-integral denetleyici ve son yıllarda denetleyici yapılarına güçlü bir rakip olan ve yapay zekânın temelini oluşturan bulanık mantık denetleyici kullanılmıştır. Bu denetleyiciler sayesinde, dönüştürücünün çıkış gerilimi istenilen seviyede sabit tutulamaya çalışılmış ve komütasyon sürelerinde eviriciye uygulanarak KMD azaltılmaya çalışılmıştır.

## **1.3. Literatür Araştırması**

Viswanathan ve Seenithangom 2018 yılında yaptıkları çalışmada KMD'yi azaltmak için evirilmiş SEPIC dönüştürücü ve diyot kenetlemeli çoklu seviyeli evirici (DCMLI) kullanmışlardır. Ayrıca sunulan çalışmanın, FDAM'nin çalışması sırasında meydana gelen ses problemlerinin giderilmesinde ve FDAM'den daha yüksek verim elde edilmesinde etkili bir yöntem olduğunu savunmuşlardır [1].

Shi ve arkadaşları 2018 yılındaki çalışmalarında FDAM'nin frenleme süresince meydana gelen komütasyon moment dalgalanmalarını incelemişlerdir. Bu incelemede FDAM'yi sorunsuz ve kararlı bir şekilde yavaşlatmak için bir fren kontrol yöntemi

önermişlerdir. Önerilen teknik ile FDAM'nin durma anındaki moment dalgalanmalarının yalnızca düşük hızlı uygulamalarda değil aynı zamanda yüksek hızlı uygulamalarda da sadece yaygın frenleme stratejileri ile darbe genişlik modülasyonu (DGM) kullanılarak azaltılabileceğini öne sürmüşlerdir. Ayrıca bu yöntemin FDAM çalışırken kullanılamayacağını, sadece FDAM'nin çalışma hızından sıfıra kadar olan durma aralığında uygulanabildiğini ve bu aralıktaki moment dalgalanmalarının azaltılmasında etkili olduğunu savunmuşlardır. Geliştirdikleri teorik analizi deney sonuçlarıyla doğrulamışlardır [2].

Chen ve arkadaşları 2017'de yaptıkları çalışmada komütasyon zamanlarını belirlemek için bir komütasyon zaman denetleyicisi tasarlamışlardır. KMD'nin azaltılması için gerekli olan gerilim seviyesini (bulucusunun adıyla Slobodan CUK) CUK dönüştürücü ile elde etmişlerdir. CUK dönüştürücüyü iki farklı özellikte çalıştırarak iletim bölgelerinde CUK dönüştürücünün düşürücü–yükseltici özelliğini, komütasyon bölgelerinde ise yükseltici özelliğini kullanabilen bir bölge seçici devre tasarlamışlardır. Tasarımını yaptıkları devreyi komütasyon anlarında sadece iletimde olmayan fazın akımını sabit tutmak için kullanmışlardır [3].

Jiang ve arkadaşları 2017'deki çalışmalarında FDAM'nin komütasyon aralıkları dışında normal bir DA motoru gibi, komütasyon aralıklarında ise normal üç fazlı bir alternatif akım (AA) motoru gibi çalıştığını öne sürmüşlerdir. Bu çalışmada hem KMD'nin azaltılması hem de komütasyon süresinin kısaltılması için genellikle AA motorlarının kontrolünde kullanılan ve koordinat dönüşüm teorisine dayanan yeni bir komütasyon kontrol metodu önermişlerdir. Önerilen metodun, KMD'nin azaltılmasında önemli derecede etkili olduğunu deney sonuçlarıyla doğrulamışlardır [4].

Amirthalingam ve Mahadevan 2017 yılındaki çalışmalarında KMD'nin, FDAM'nin faz sargı indüktansları ile faz sargı dirençleri üzerinden akan akımların değişmesi sonucunda meydana geldiğini öne sürmüşlerdir. KMD'yi azaltmak amacıyla kullandıkları gerilim kontrol yönteminde, komütasyon anlarında gereken DA hat gerilim değerini ön uç entegreli çift çıkışlı (IDO) dönüştürücü kullanarak elde etmişlerdir. Kullandıkları dönüştürücünün, klasik FDAM sürücüsü ve evrilmiş SEPIC dönüştürücüye kıyasla daha geniş çıkış aralığı ve daha hızlı yanıtı ile KMD'yi daha belirgin bir şekilde azaltıldığını savunmuşlardır. Elde ettikleri benzetim sonuçlarını deneysel sonuçlarla doğrulamışlardır [5].

Li ve arkadaşları 2016'da yaptıkları çalışmada DA–DA dönüştürücü yerine düşürücü ve yükseltici özelliği taşıyan Z Kaynak evirici kullanmışlardır. Hem komütasyon hem de iletim bölgelerinde aynı modülasyon tekniğini kullanarak yeni bir KMD azaltma stratejisi

önermişlerdir. Ayrıca düşük gerilimli endüstriyel uygulamalarda Z Kaynak eviricinin gerilim kaynaklı eviriciye göre daha uygun olduğunu savunmuşlardır. Önerilen çalışmada detaylı bir akım sabitleme yöntemi ve komütasyon zaman belirleyicisi tasarlamışlardır. Çalışmada kullanılan yöntemin hem KMD'nin azaltılmasında hem de komütasyon bitim noktasının belirlenmesinde oldukça etkili olduğunu teorik ve deneysel çalışmalarla doğrulamışlardır [6].

Xu ve arkadaşları 2016 yılında yaptıkları çalışma ile FDAM'de elektronik olarak gerçekleştirilen komütasyonun yol açtığı akım bozulmalarının hem çıkış momentinde dalgalanmalar oluşturmalarına hem de FDAM'ye ait güç faktörünü azaltmasına sebep olduğunu öne sürerek komütasyon süresini önemli ölçüde azaltmak amacıyla yeni bir çift katmanlı DA-DA dönüştürücü tasarlamışlardır. Bu çalışmadaki ana gaye komütasyon süresince iletme giren fazın gerilimini artırarak gelen ve çıkan faz akımlarının eğimlerini eşitleme prensibine dayanır. Önerilen DA-DA dönüştürücünün sadece KMD'nin değil aynı zamanda komütasyon süresinin de azaltılmasında kullanılabilirliğini benzetim ve deneysel sonuçlarla göstermişlerdir [7].

Sultana ve Pathi 2014 yılında FDAM'nin üç fazlı stator sargılarının faz terminal gerilimlerinin genliğine dayalı yeni bir denetim tekniği önermişlerdir. Önerilen teknikte komütasyon süresince terminal faz gerilimlerinin sıfıra veya kaynak gerilimine eşit olduğu anlar için yeni bir darbe genişlik işareti üretmiş ve bu işareti komütasyon anlarında eviriciye uygulamışlardır. Teorik olarak inceledikleri tekniği hem hız hem de akım denetim yöntemi kullanarak Matlab/SIMULINK ortamında modellemiş ve elde ettikleri benzetim sonuçlarına göre KMD'nin tatmin edici bir düzeyde azaltıldığını öne sürmüşlerdir [8].

Shi ve Li 2013'te hem KMD'nin hem de komütasyon süresinin azaltılması için yaptıkları çalışmada literatüre detaylı bir teorik analiz sunmuşlardır. Sunulan çalışmada, iletme giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimlerinin eşitlenerek moment dalgalanmalarının azaltılabildiğini deneysel olarak göstermişlerdir. Dahası teorik olarak sunulan yöntemin moment dalgalanmasını tamamen yok edebildiğini, komütasyon işleminin çok daha kısa sürede gerçekleşebildiğini, önerilen yöntemin FDAM'nin bütün hız aralıklarında kullanılabileceğini savunmuşlardır [9].

Krishna ve Kumar 2013 yılında KMD'nin azaltılması için komütasyon anlarında iletimden çıkan ve iletme giren faz akımlarının aynı değerde değişmesini sağlamak amacıyla yaptıkları çalışmada yeni bir DA hat gerilim kontrol stratejisi önermişlerdir. Önerilen teknikte hem KMD'nin nedenlerini hem de KMD'nin azaltılması için gereken DA

hat geriliminin nasıl elde edildiğini detaylı olarak incelemişlerdir. Komütasyon anlarında arzu edilen DA hat gerilimini evirici girişine yerleştirilen DA-DA SEPIC dönüştürücü kullanarak sağlamışlardır. Elde ettikleri benzetim sonuçları ile hem düşük ve yüksek hızlarda hem de FDAM'nin yüklenmesi durumunda KMD'nin çok düşük seviyelere indirildiğini göstermişlerdir [10].

Fang ve arkadaşları 2012 yılında ideal olmayan zıt elektromotor kuvvet (EMK)'e sahip FDAM için iletim ve komütasyon bölgelerindeki dalgalanmaların azaltılması için yeni bir akım denetim yöntemi önermişlerdir. Bu denetim yöntemi ile hem komütasyon sürelerinin hesaplamalarını yapmış hem de aktif olmayan fazdaki serbest geçiş diyotu (SGD)'yi devre dışı bırakmak için DGM kullanmışlardır. Üretilen DGM'nin genliğini açısız konum, açısız hız ve iletimde olmayan fazın oluşturduğu zıt EMK'yı ölçerek elde etmişlerdir. Elde ettikleri sonuçlarla KMD'nin azaldığını, FDAM'nin hız hassasiyetinin ve kararlılığının arttığını göstermişlerdir [11].

Shi ve arkadaşları 2010 yılındaki çalışmalarında FDAM'de KMD'yi azaltmak amacıyla farklı bir denetim yöntemi önermişlerdir. Denetim yöntemini tek uçlu birincil indüktif dönüştürücü (SEPIC)'nün istenilen gerilim değerini ayarlaması ve FDAM'nin hız kontrolü olarak iki aşamada gerçekleştirmişlerdir. Bu yöntemde komütasyon süresince gelen ve çıkan faz akımlarının aynı oranda değişimini sağlamak ve komütasyon moment dalgalanmalarını azaltmak amacı ile bir DA-DA SEPIC dönüştürücü kullanmışlardır. Ayrıca komütasyon zamanlarını belirlemek için ayrı bir denetleyici tasarlamadan doğrudan devre parametrelerinden elde etmişlerdir [12].

Jang ve Kim 2009 yılında yaptıkları çalışmada FDAM'de KMD'nin azaltılması için yaygın olarak kullanılan DA hat gerilim denetim tekniğini detaylı olarak gözden geçirmiş ve bu tekniğin sorunlarını incelemişlerdir. Ele aldıkları gerilim denetim yönteminin KMD'yi azaltmasına rağmen cogging moment etkisini ortadan kaldıramadığını öne sürmüşlerdir. Cogging moment etkisini dengelemek için yeni bir gerilim denetim yöntemi önermişlerdir. Önerilen yöntemde FDAM'nin moment özelliklerini analitik yöntemlerle detaylı olarak incelemiş ve teorik sonuçları doğrulamak için sonlu elemanlar metodu kullanmışlardır. Elde ettikleri benzetim sonuçlarına göre önerilen yöntemin yaygın olarak kullanılan gerilim kontrol yöntemine göre daha iyi olduğunu savunmuşlardır [13].

Chen ve arkadaşları 2008 yılında yaptıkları çalışmada iletimden çıkan fazın gerilimini yükseltme prensibine dayalı yeni bir KMD azaltılması tekniği öne sürmüşlerdir. Bu teknikte hat akımlarını doğru hesaplamak için faz dirençlerini de hesaba katarak iletimden çıkan ve

iletime giren faz akımlarının yükselme ve düşme hızlarını karşılaştırmışlardır. Komütasyon anında geçici akım dalgalanmalarını analiz ederek faz akımlarının yükselme ve düşme hızlarını eşitlemek için gereken DA hat gerilimini Super Lift Luo dönüştürücü kullanarak elde etmişlerdir. DA-DA dönüştürücüye ait parametreleri çalışmada kullandıkları FDAM parametrelerini temel alarak hesaplamışlardır. Çalışmanın sonucunda elde ettikleri benzetim ve deneysel sonuçlarla KMD'yi önemli ölçüde azalttıklarını göstermişlerdir [14].

Niasar ve arkadaşları 2006 yılında düşük maliyetli uygulamalar için uygun olan üç fazlı, dört adımlı FDAM sürücülerinde faz değişimlerinden kaynaklanan KMD'yi azaltmak amacıyla kapsamlı bir çalışma sunmuşlardır. Sunulan çalışmada FDAM'nin farklı çalışma koşulları için KMD'yi ve komütasyon sürelerini elde etmişlerdir. Ayrıca FDAM'nin stator faz sargılarını beslemek için kullandıkları dört adımlı eviricilerde faz sargıları simetrik olmadığından KMD'nin altı adımlı eviricilerden farklı olduğunu öne sürmüşlerdir. Çalışmada dikkat çektikleri nokta ise KMD'nin akımdan bağımsız olarak hız ile kontrol edilebileceği olmuştur [15].

Song ve Choy 2004 yılında tek bir akım sensörü kullanarak KMD'nin azaltılması konusunda literatüre kapsamlı bir çalışma sunmuşlardır. Önerilen KMD'yi azaltma tekniğinde komütasyon aralıkları boyunca gelen ve çıkan faz akımlarının mevcut eğimlerinin uygun bir anahtarlama yöntemi ile dengelenmesi amacına dayanmaktadır. Sunulan kontrol yönteminde komütasyon süresince akım ve moment tepkileri üzerinde oluşan anlık yükseliş ve düşüşlerin belirlenmesi için yeni bir akım kontrol ünitesi tasarlamışlardır. Bu tasarımın çok geniş aralıklardaki hız değerleri için kullanılabilirliğini benzetim sonuçlarıyla doğrulamışlardır [16].

Hui 2001 yılında yaptığı çalışmada FDAM'de KMD'nin başlıca nedenlerinin genellikle faz akım komütasyonları ile ideal olmayan zıt EMK olduğunu öne sürerek KMD'nin azaltılması için faz akımlarının denetimine dayalı yeni bir teknik sunmuştur. Önerilen teknikte komütasyon anlarında DA hat gerilimi ile her fazın zıt EMK'sı arasındaki ilişkiyi teorik olarak göstermiş ve faz akımlarının kontrolünü evirici giriş gerilimini ayarlayarak sağlamıştır [17].

Park ve arkadaşları 2000 yılındaki çalışmalarında FDAM'nin hem veriminin artırılması hem de KMD'nin azaltılması için faz koordinat dönüşümüne dayanan yeni bir akım denetim yöntemi sunmuşlardır. Sunulan yöntemde üç fazlı dengesiz koşulların bulunduğu referans akım dalga formlarının optimizasyonunu sağlamışlardır. Ayrıca optimize edilmiş faz akımlarının referans değer olarak kullanılması ve motor sargı

akımlarının bu referans değerleri takip etmeye zorlanması için delta modülasyon tekniğini kullanmışlardır. Önerilen kontrol tekniğinin geçerliliğini ve pratik uygulamalarını benzetim ve deneysel sonuçlarla doğrulamışlardır [18].

Brendsen ve arkadaşları 1993 yılında yaptıkları çalışmada FDAM'nin moment tepkilerinde dalgalanma olmaması için çözüm aramışlardır. Çalışmada dikkat çektikleri nokta FDAM'nin çalışması sırasında eviricinin nötr noktası gerilimi ile motorun nötr noktası gerilimlerinin komütasyon anlarında sıfırdan farklı olmasıdır. Bu farklılığın faz akımlarında bozulmalara yol açtığını öne sürerek bir referans akım denetleyicisi tasarlayıp faz akımlarının bu referansı izlemesi için bir denetim yöntemi gerçekleştirmişlerdir. Önerilen yöntemin özellikle farklı hız aralıklarında moment tepkisinin sabit kalması gerektiği uygulamalarda kullanılmasının mümkün olduğunu savunmuşlardır. Tartışılan çözüm sonuçlarının uygulanabilirliğini benzetim yoluyla göstermişlerdir [19].

Carlson ve arkadaşları 1992 yılında yaptıkları çalışmada faz komütasyonundan kaynaklanan moment dalgalanmalarını analitik olarak incelemişlerdir. Bu çalışmada hem kaynaktan çekilen akımın denetimi hem de motorun faz akımları denetimi olmak üzere iki çeşit akım denetim yöntemini karşılaştırmışlardır. Kaynaktan çekilen akımın kontrolü yönteminin yerine doğrudan motorun faz akımlarının kontrolü üzerinden yapılan denetimin KMD'nin azaltılmasında daha etkili olduğunu savunmuşlardır. Benzetim ve deneysel çalışmalar ile teorik olarak elde edilen sonuçların uygulanabilirliğini göstermişlerdir [20].

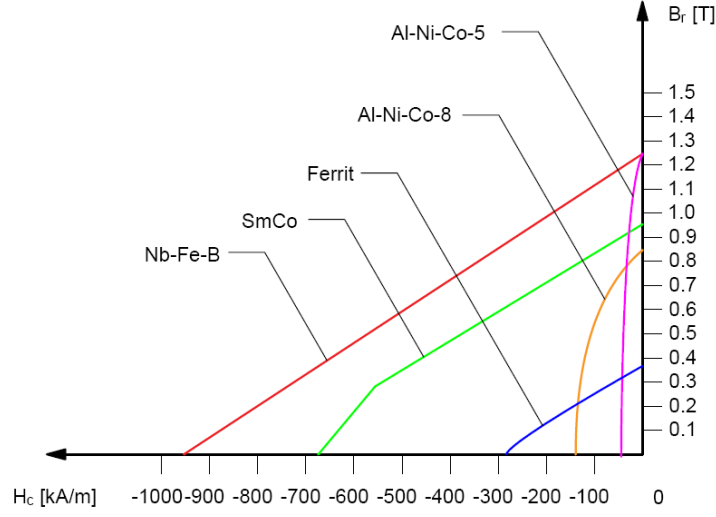
#### **1.4. Sürekli Mıknatıslar**

Sürekli mıknatıslar, harici bir kaynak tarafından uyarılma ihtiyacı olmadan manyetik alan üreten malzemeler olarak tanımlanabilir. Sürekli mıknatıslar normalde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşurlar. Ayrıca büyük B-H eğrilerine, yüksek kalıcı manyetik akı yoğunluğuna ve yüksek mıknatıslanmayı giderici kuvvete sahiptirler. Kalıcı akı yoğunluğunun yüksek olması mıknatısın, manyetik devrenin hava aralığından daha yüksek bir manyetik alanı desteklemesini sağlar. Mıknatıslanmayı giderici kuvvet ise, mıknatıslanma sonrasında malzemelerdeki manyetik akı yoğunluğunu sıfıra indirgemek için gerekli olan manyetik alan şiddeti değeri olarak tanımlanabilir.

Mıknatısların tarihsel gelişimi 1935'lerde ilk olarak alnico mıknatıslar ile başlamış, bunu 1960'lı yıllarda ferrit mıknatıslar, 1975'lerde de SmCo ve son olarak günümüzde geliştirilen NdFeB türleri izlemiştir. Bütün bu mıknatıslar içerisinde, EM'de kullanılmak

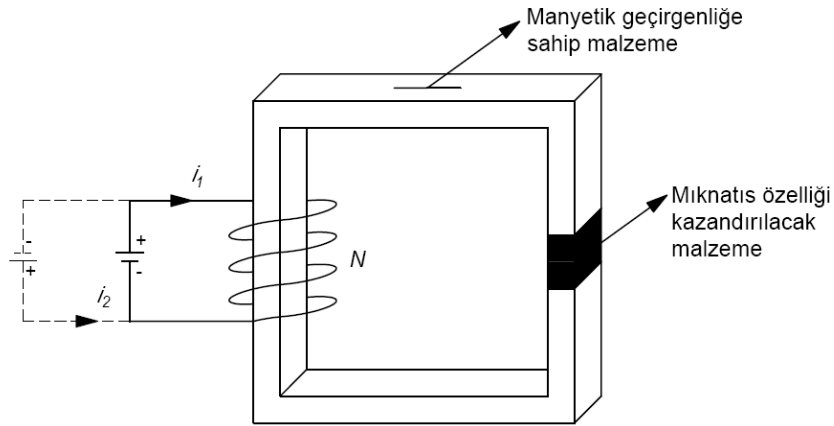


için en uygun olanları, en yüksek enerji yoğunluğuna sahip olan NdFeB türleridir [53]. Sıcaklık değişimleri altında özelliklerini kaybederek demagnetizasyona uğraması sürekli mıknatısların dezavantajları arasında gösterilebilir. Şekil 1’de çeşitli sürekli mıknatısların 20° sıcaklıktaki demagnetizasyon eğrileri gösterilmiştir.



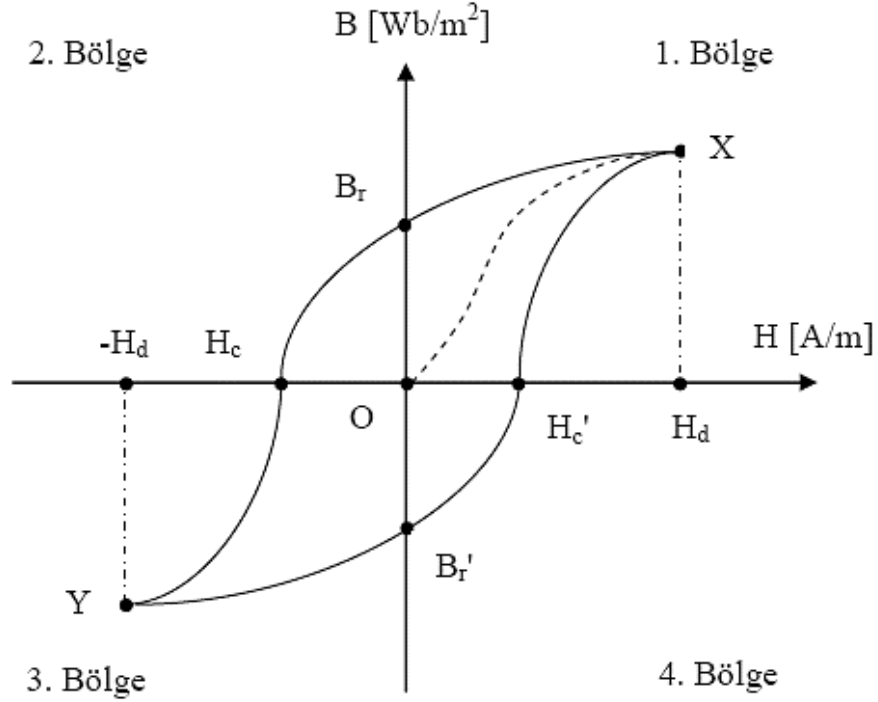
Şekil 1. Sürekli mıknatıslı malzemelerin demagnetizasyon eğrileri

Manyetik geçirgenliği olan bir malzemenin üzerine, yönü fark etmeksizin sarılan iletken sargının üzerinden akım geçirilerek o malzemeye manyetik özellik kazandırılarak mıknatıslanması sağlanabilir. Şekil 2’de manyetik geçirgenliğe sahip bir malzemeye mıknatıs özelliği kazandırılması ile ilgili basit bir düzenek görülmektedir.



Şekil 2. Basit mıknatıslanma düzeni

Manyetik geçirgenliğe sahip fakat manyetik özelliği olmayan bir malzemeye ait manyetik akı yoğunluğu ( $B$ ) ve manyetik alan şiddeti ( $H$ ) sıfırdır (Histerezis eğrinin  $O$  noktası). Şekil 2'deki sarım sayısı ( $N$ ) olan sargıdan  $i_1$  yönünde akım akıtılmaya başlandığında  $B$ – $H$  arasındaki ilişki grafiksel olarak ifade edilecek olursa Şekil 3'deki  $OX$  eğrisi elde edilir.  $X$  noktası, malzemenin manyetik doyuma ulaştığı noktadır ve bu noktada malzemeye ait manyetik akı yoğunluğu maksimumdur. Bu andan itibaren akım azaltılarak sıfır yapılırsa  $B$ – $H$  arasındaki ilişki  $XB_r$  eğrisi gibi olacaktır. Akımın yönü değiştirilip  $i_2$  yönünde arttırılırsa mıknatısın demagnetize olduğu  $B_rH_c$  eğrisi elde edilir.

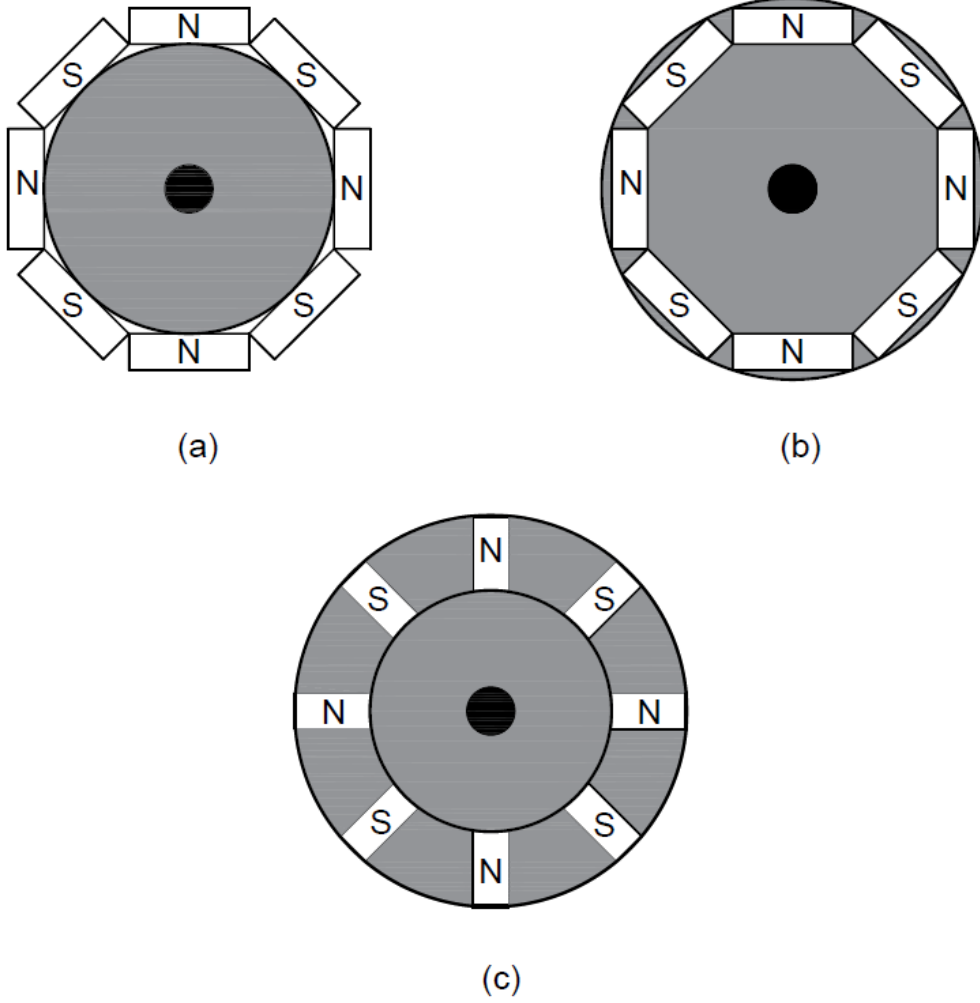


Şekil 3. B–H Histerezisiz eğrisi

$B_r$  artık mıknatısiyet,  $H_c$  ise koersif kuvvet olarak adlandırılır.  $H_c$ , dış alan etkisiyle mıknatısın tamamen demagnetize olacağı manyetik alan şiddetini temsil eder. Akım  $i_2$  yönünde artmaya devam ederse malzeme ters yönde doyuma ulaşacaktır ( $H_cY$  eğrisi). Ters yöndeki doyum anından itibaren akım azaltılıp sıfır yapıldığında ve tekrar  $i_1$  yönünde arttırıldığında  $B$ – $H$  arasındaki ilişki  $YB_rH_c'X$  eğrisi gibi olacaktır [44].

### 1.5. Sürekli Mıknatıslı Rotorlar

Sürekli mıknatıslı rotorlar, kutupları rotor üzerine montaj şekline göre dikdörtgen kesitli veya dairenin bir parçası gibi eğimli olarak imal edilirler. Kutuplar, birbirleriyle bitişik ve stator sargılarıyla karşılıklı olarak rotor yüzeyine yapıştırılırlar. Rotor kutup sayısı, maksimum dönme hızıyla ters orantılıdır [45]. Rotor üzerinde iletken sargılar yerine sabit mıknatısların bulunması ve buna bağlı olarak harici bir uyarma devresi ihtiyacını ortadan kaldırması sürekli mıknatıslı rotorların en üstün avantajları arasında gösterilebilir. Bu durum uyarma devresi bakır kayıplarının tamamen yok edilmesinde önemli ölçüde etkilidir. Ayrıca rotorda sargı bulunmaması ve sargıların stator üzerinde sabit kalması soğutma işlemini de kolaylaştırır.



Şekil 4. Sürekli mıknatıslı rotor tipleri, a.) Dış yüzey montajlı, b.) İç yüzey montajlı, c.) Kanal montajlı

Böylece bir hava akışı ile gerçekleştirilecek soğutma işleminin motorun içerisinden yapılma zorunluluğu ortadan kalkmış olur. Bu durum ise motoru dış ortamlardan tamamen izole etmekte ve çevre koşullarından korunmasını sağlamakta oldukça önemlidir.

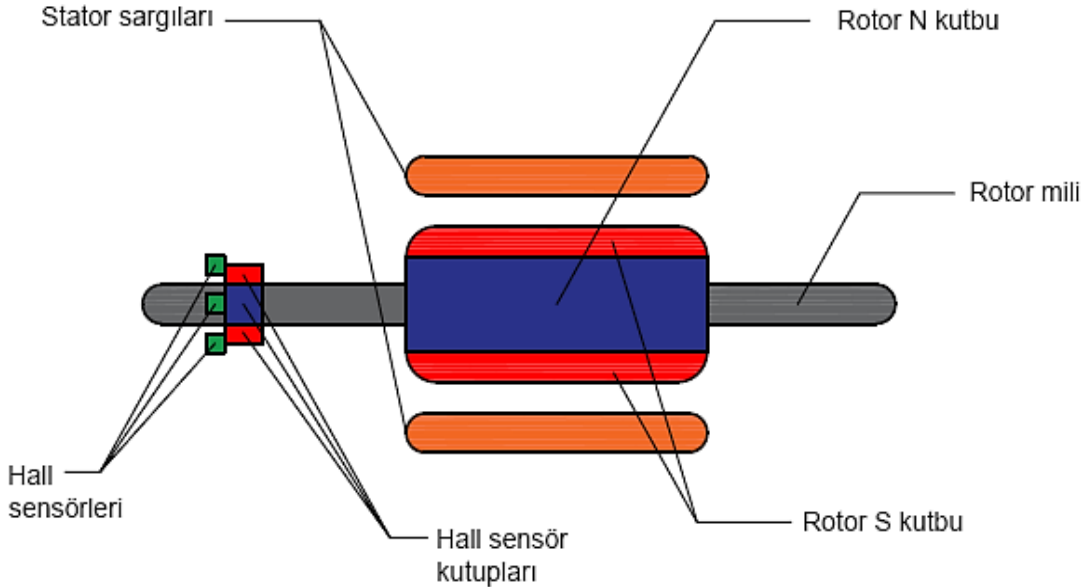
Sürekli mıknatıslı rotorlar, mıknatısların üzerlerine yerleştirilme şekline göre üç kısma ayrılabilir. Şekil 4’de sürekli mıknatıslı rotorlara ait genel yapılar görülmektedir [54].

Şekil 4a’da dış yüzey montajlı tip yer almaktadır. Bu tipler, sabit mıknatısların, rotorun dış yüzeyine monte edilerek imal edilmesinin kolay ve maliyetinin düşük olmasıyla öne çıkmaktadır. Fakat yüksek hızlı çalışmalarda, sabit mıknatısların yüzeyden ayrılma veya kopma ihtimali olduğu için sadece düşük hızlarda kullanım için uygundur.

Şekil 4b’de görülen yapıda, sabit mıknatısların, rotorun iç yüzeyine yerleştirilmesiyle elde edilen iç yüzey montajlı tip, mıknatısların yüzeyden kopma veya ayrılma gibi ihtimalleri ortadan kaldırmak ve yüksek hızlarda kullanılmak için imal edilmiştir.

Hareket anında hem mıknatısların yüzeyden ayrılmasını engellemek hem de yüksek hızlı kullanımlara elverişli olmak için Şekil4c’deki gibi kanal montajlı sürekli mıknatıslı rotorlar üretilmiştir.

Şekil 5’te iç yüzey montajlı sürekli mıknatıslı FDAM yapısı detaylı olarak gösterilmiştir.



Şekil 5. FDAM'nin genel yapısı

Görüldüğü gibi klasik DA motorlardan farklı olarak sargılar dönen rotor üzerinde değil, duran stator üzerindedir. Rotorun konumunu belirlemek için kullanılan hall sensörleri ve hall sensör kutuplarının yerleşimi de gösterilmiştir. Sürekli mıknatısın manyetik alan geçirgenliğinin havaya yakın olması sebebi ile rotor tamamen sürekli mıknatıslardan imal edilmez. Tamamen sürekli mıknatıstan üretilmiş bir rotor, stator sargı endüktans değerinin düşmesine neden olacaktır. Bu nedenle tıpkı AA makinelerde olduğu gibi stator manyetik alanını kuvvetlendirmek için rotor, sabit mıknatıs ve silisli sacların çeşitli yapılarda beraber kullanılması ile meydana getirilir. Ayrıca iç yüzey montajlı sürekli mıknatıslı rotorların, dış yüzey montajlı rotora kıyasla bir diğer üstünlüğü ise motorun çalışması sırasında momentte oluşan dalgalanmanın daha az olmasıdır.

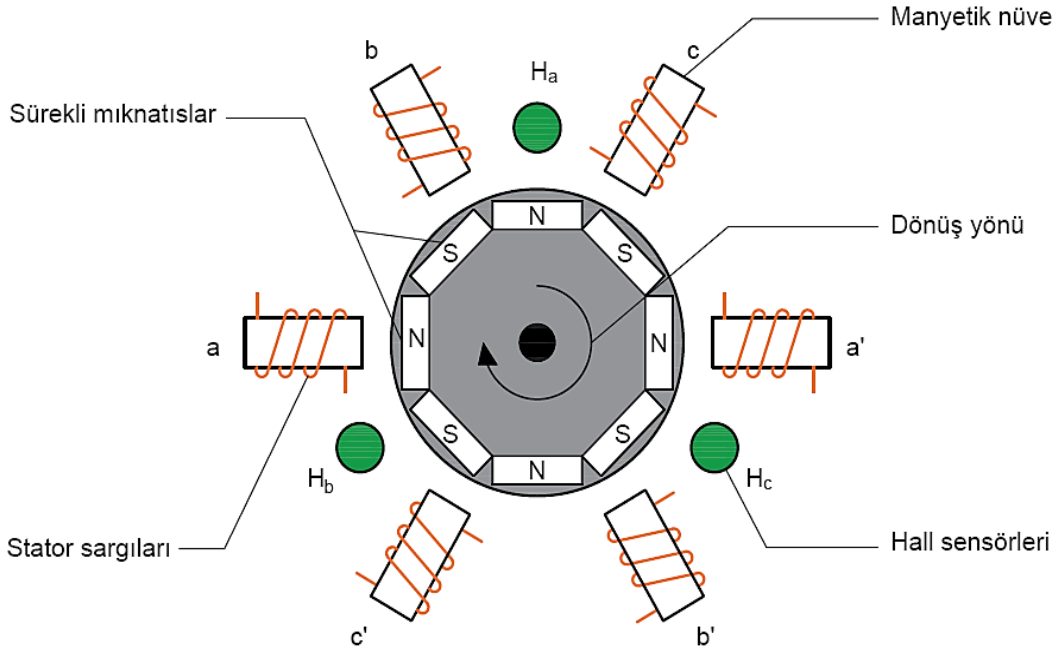
### 1.6. Sürekli Mıknatıslı Motorlar

Temel olarak sürekli mıknatıslı motorlar iki gruba ayrılabilir. Bunlardan birincisi sürekli mıknatıslı alternatif akım motorları (SMAAM) ve ikincisi sürekli mıknatıslı doğru akım motorlarıdır (SMDAM). SMAAM, stator sargılarında endüklenen gerilimin dalga formuna ve yapısal özelliklerine bakılarak iki gruba ayrılır; sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) ve fırçasız doğru akım motorları (FDAM) [44]. Bu motorlara ait bazı temel özellikler Tablo 1’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 1. FDAM’ler ve SMSM’lerin bazı özelliklerinin karşılaştırılması

Sınıflandırma Türü	FDAM	SMSM
Besleme gerilimi	Doğru Akım	Alternatif Akım
Denetim	Basit ve düşük maliyetli	Karmaşık ve yüksek maliyetli
Zıt EMK	Yamuk (Trapezoidal)	Sinüsoidal
Moment	Yüksek fakat dalgalı	Pürüzsüz, zayıf ve tepe noktası düşük
Akım	İdeal olarak dikdörtgen formda	Sinüsoidal
Rotor Konum Sensörü	Düşük maliyetli hall etkili sensörler	Yüksek maliyetli kodlayıcılar, çözücüler
Güç Yoğunluğu	Yüksek	Düşük

Sürekli mıknatıslı senkron makinelerde, uyarım sargılarının yerini kalıcı mıknatıslar almıştır. Bu durum, uyarım sargısı bakır kayıplarının tamamen yok edilmesi gibi bir avantaj sağlar. Ancak alan akı kontrolünü zorlaştırması ve sürekli mıknatısların demagnetizasyona uğraması gibi riskler ise SMSM'lerin dezavantajları arasında gösterilir. Bu makineler indüksiyon motorlarından daha yüksek verime sahiptir, fakat genellikle yüksek maliyetlidirler. SMSM'ler özellikle düşük güçlü endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılır [38]. Şekil 6'da toplu sargılı statora sahip sürekli mıknatıslı motorların genel yapısı görülmektedir.



Şekil 6. Sürekli mıknatıslı motorların genel yapısı

Faz sargılarını üzerinde bulunduran stator genel olarak iki şekilde imal edilir. Bunlardan birincisi ve en sık tercih edileni çıkık kutuplu ve toplu sargılı, ikincisi ise oluklu ve dağıtılmış sargılı olanlardır. Toplu sargılı statorlarda karşılıklı olan sargılara ait bobin grupları seri bağlanır. Dağıtılmış sargılı statorlarda ise sargılar  $120^\circ$ 'lik elektriksel fark oluşturacak şekilde yerleştirilir. Her iki stator tercihe göre yıldız veya üçgen bağlanabilir. Manyetik geçirgenliğe sahip nüve üzerine sarılmış üç faz (a-a', b-b', c-c') stator sargıları hall etkili sensörlerden (HES) gelen rotor konum bilgisine göre evirici tarafından beslenir. Bu durumda stator sargılarında manyetik alan oluşur ve bu alan yapısında sürekli mıknatıslar

bulunduran rotorun manyetik alanı ile etkileşmesi sonucu rotor üzerinde bir kuvvet oluşturur. Bu kuvvet ise stator sargılarından akan akımının yönüne göre sürekli mıknatıslı rotoru saat yönünde veya tam tersi yönde dönmeye zorlar. Sonuç olarak rotor milinden mekanik güç elde edilmiş olur. Hall etkili sensörler ( $H_a$ ,  $H_b$ ,  $H_c$ ) çalışmanın daha net anlaşılması için rotor etrafına dağıtılmıştır. Sürekli mıknatıslar ise rotor iç yüzeyine montajlanmıştır.

Yüksek güç verimi, ağırlık/atalet oranına göre yüksek moment, sessiz çalışma, yüksek hız, çeşitli büyüklüklerde imal edilebilmeleri ve kolay kontrol edilebilmeleri bu motorların avantajları arasında gösterilebilir [9]. Ayrıca bu tür motorlarda ekstra donanım gerektiren ve sürtünme faktörünü artıran fırça ve kollektör olmadığından DA motorlarına kıyasla hem çalışması sırasında ark meydana gelmez, hem daha az bakıma ihtiyaç duyarlar hem de daha uzun ömürlüdürler. Bu avantajlara rağmen bu tür motorların harici güç elektroniği devrelerine ihtiyaç duyması, bu devrelerdeki elektronik anahtarların kontrol edilebilmesi için rotor pozisyonunu belirlemek üzere çeşitli yapılarda sensörlerin kullanılması maliyet bakımından dezavantaj oluşturmaktadır.

## **1.7. Fırçasız Doğru Akım Motorları**

### **1.7.1. Fırçasız Doğru Akım Motorlarına Giriş**

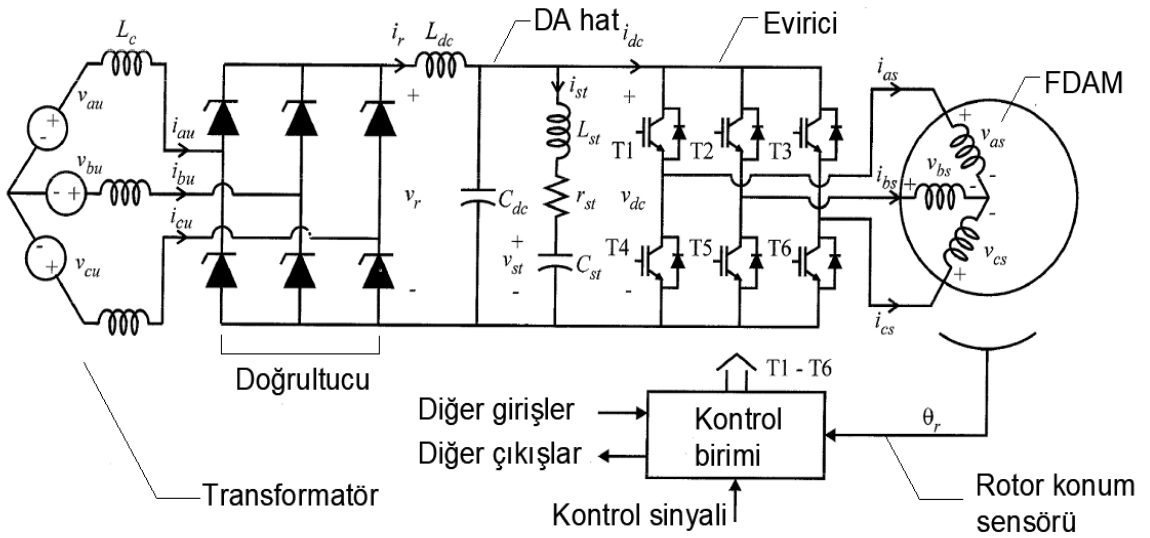
Bu motorlar için genel bir tanım yapılacak olursa; FDAM'ler statorunda hareketsiz bulunan sargıların akımları ile rotorlarına çeşitli şekillerle konumlandırılan sürekli mıknatısların birbirlerine olan manyetik alanlarının etkileşimi sonucu ile elektromekanik moment üretilmesini sağlayarak enerji transferini gerçekleştiren elektrik makineleridir. FDAM, statoru üzerinde endüvi sargıları, rotoru üzerinde sabit mıknatısları bulunan ve zıt EMK dalga şekli trapezoidal (yamuk) olan senkron motorlardır. Yapısal olarak FDAM, geleneksel sabit mıknatıslı DA motorların içten dışa terslenmiş versiyonudur [45].

Klasik DA motorlarla kıyaslandığında, yapısında fırça ve kollektör bulundurmadığından bu tip motorlara fırçasız doğru akım motoru denilmektedir. Komütasyon olayını, fırça ve kollektör teması ile sağlayan DA motorlar, özellikle uzun süreli veya yüksek devirli çalışmalarda istenmeyen aşınmalara ve arızalara yol açar. Bu aşınmalar arttıkça fırça ve kollektörün temas yüzeyleri yıpranır ve motorun devir sayısında farklılıklar oluşturur. Ayrıca bu durum motorun bakım maliyetini de artırmaktadır. Buna ek

olarak, DA motorlar ilk çalıştırıldığı anda fırça ve kollektörün birbirine olan iletken teması veya komütasyon anlarında fazlardaki akımın yön değişmesi sonucu ark meydana getirir.

Geleneksel DA motorlara endüstride, her alanda oldukça sık rastlamak mümkündür. Buna rağmen yukarıda bahsedilen olumsuz durumları bu motorların kullanım alanlarını kısıtlamıştır. Özellikle fırça ve kollektör bakımının zor olduğu kapalı sistemlerde, çıkış hızının sabit olması istenilen sistemlerde DA motorların kullanılması oldukça büyük problemlere yol açmaktadır. Bu sorunları ortadan kaldırmak için yapılan çalışmalar neticesinde FDAM geliştirilmiştir. Farklı sayıda faz sayısında sahip FDAM'ler mevcut olsa da, bu çalışmada üç fazlı FDAM kullanılmıştır.

FDAM'ler, düşük güçlü kontrol motorları olarak yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu motorlar, bir DA gerilimi, rotor hızına anlık olarak karşılık gelen frekans ile üç fazlı AA gerilimine dönüştüren bir eviriciden beslenen bir üç fazlı sabit mknatıslı senkron makinenin fiziksel görünümüne sahiptir [37]. Şekil 7'de gerilim beslemeli bir FDAM'nin genel devre yapısı gösterilmiştir.



Şekil 7. Gerilim kaynaklı evirici ile beslenen FDAM sürücü modeli [37].

FDAM, DA motorların aksine komütasyon işlemini elektronik olarak bir DA-AA dönüştürücü (evirici) üzerinden gerçekleştirir. Hem motora uygulanan gerilimin sabit bir gerilim olması hem de faz sargılarının stator üzerinde sabit kalması sebebiyle FDAM'ye doğrudan uygulanacak DA gerilim döner manyetik alan oluşturmayacaktır. Bu durum ise faz sargılarının rotor konumuna göre sıralı olarak anahtarlanması için evirici kullanma



zorunluluğunu meydana getirmiştir. Bu işlemde herhangi bir temas söz konusu olmadığından, bu özellikleri ile klasik DA motorlardan üstündürler. Evirici komütasyon işlemini gerçekleştirmek için rotor pozisyon bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Her ne kadar sensör kullanım zorunluluğunu ortadan kaldıran sensörsüz teknikler uygulamada kullanılıyor olsa da komütasyon işlemini gerçekleştirmek için harici güç elektroniği devrelerine ihtiyaç duyması ise FDAM'nin dezavantajları arasında gösterilebilir. Tablo 2'de klasik DA motorlar ile FDAM'lerin öne çıkan özellikleri karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Tablo 2. FDAM'ler ve klasik DA motorların bazı özelliklerinin karşılaştırılması

<b>Sınıflandırma Türü</b>	<b>FDAM</b>	<b>Klasik DA Motor</b>
Besleme gerilimi	Sadece stator için DA kaynağı	Endüvi ve uyartım için DA kaynağı
Sürücü ve denetleyici	Basit ve düşük maliyetli	Karmaşık ve yüksek maliyetli
Komütasyon	Elektronik komütasyon (evirici)	Mekanik komütasyon (fırça ve kollektör)
Hız aralığı	Yüksek	Düşük
Denetim gereksinimleri	Konum sensörü kullanarak	Konum sensörü kullanmadan
Bakım	Daha az	Periyodik
Moment ve verim	Yüksek	Düşük
Boyut	Küçük ve rotor eylemsizliği düşük	Büyük ve rotor eylemsizliği yüksek
Gürültü	Düşük	Yüksek
Kullanım ömrü	Uzun	Kısa

Ayrıca bu motorlar, rotorun konumlandırıldığı yere göre; iç rotorlu FDAM, dış rotorlu FDAM, disk tipi FDAM olmak üzere üç farklı yapıda imal edilmektedirler.

Yapısal olarak asenkron ve senkron motorlara çok benzeyen iç rotorlu FDAM'nin endüvi sargıları, dışta kalan stator üzerine yerleştirilmiştir. Motorun, kullanılacağı yere kolay montajlanması ve hareketli rotorun dış etkilerden korunması gibi durumlarda dış gövdeyi statorun oluşturması oldukça etkilidir. Ayrıca düşük eylemsizlik momentine sahip bu motorlar, tepki sürelerinin hızlı olması nedeniyle artan hareketli uygulamalarda kullanılırlar [57]. Bu tip motorların, dış rotorlu FDAM'ye göre iki çeşit dezavantaja sahip

olduğu söylenebilir. Bunlardan birincisi, yüksek hızlı uygulamalarda rotor üzerinde bulunan sürekli mıknatısların kopmasını engellemek için rotorun, elektriksel direnci yüksek olan metal şeritler ile sarılması gerektiğidir. İkincisi ise bu motorların üretim süreci düşünüldüğünde statorun sarım işçiliği daha zor ve maliyetlidir. Bu dezavantajlarına rağmen, dış rotorlu FDAM'lere göre sargının dışarıda olması bu tip motorların daha kolay soğutulmasını mümkün kılar [58].

Dış rotorlu FDAM'de gövdeyi, içerisine sürekli mıknatısların yerleştirilmiş olduğu rotor oluşturur. Stator ve faz sargıları ise iç kısımda bulunur. Dikkat çeken olumsuz yönleri arasında hareketli rotorun dış etkilere açık olması söylenebilir. Bu tip motorlarda, hem rotorun dönüşü sırasında oluşan kuvvetler mıknatısları rotora sabitleme yönünde olmaları hem de az maliyet ve kolay montaj imkânı sunmaları nedeniyle yüzey mıknatıslı yapı tercih edilmektedir [57]. Bu tip motorların, ani yük değişimlerinde mevcut hızlarını korumalarının sebebi yüksek eylemsizliğe sahip olmalarıdır. Bu özellikleri nedeniyle çamaşır makinası ve fan uygulamalarında oldukça tercih edilmektedir. Bobin sargılarının merkezde olması motorun soğutulma işlemini güçleştirmektedir. Momentlerinin yüksek, hızlarının düşük olması sebebiyle helikopter, uçak gibi hava araçlarında tercih edilmektedirler [58].

Disk tipi FDAM'ler, iki yüzeyinden birine mıknatıs yerleştirilen, statorunda uyarma sargıları bulunduran ve çelikten imal edilen bir disk rotoruna sahip motorlar olarak tanımlanabilir. Düşük hız uygulamalarında kullanıma uygun olmakla birlikte hız değerleri 1000 devir üzerinde olan uygulamalarda rotor ve stator disk gövdelerinde ısınma sorunu ortaya çıkmaktadır. Dolayısıyla disk rotorlu FDAM'yi düşük hız ve güç uygulamaları için tercih etmek doğru bir yaklaşım olacaktır [58].

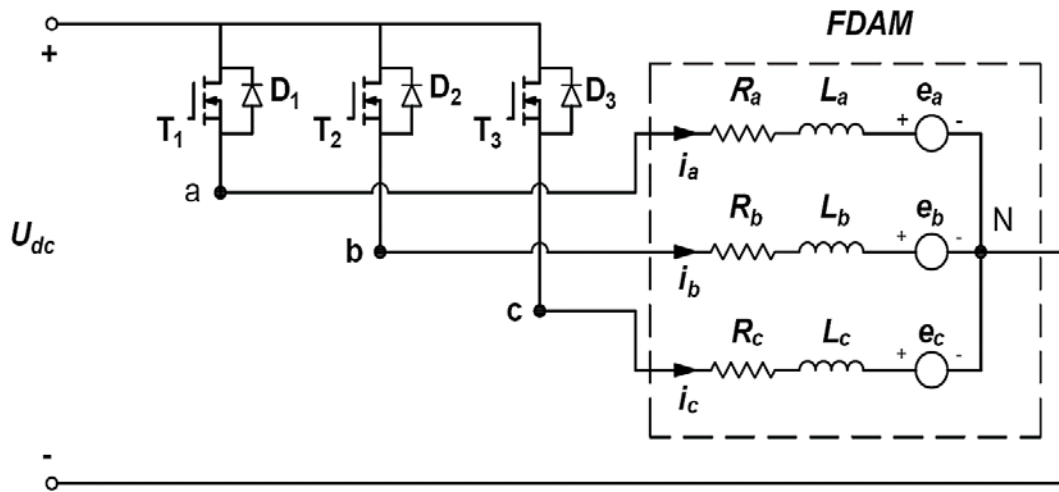
### **1.7.2. Fırçasız Doğru Akım Motoru Sürücüleri**

FDAM'ler, komütasyon işlemini elektronik olarak gerçekleştirdikleri için farklı yapıdaki sürücüler ile çalıştırılabilirler. Yarım köprü eviriciler, tam köprü eviriciler ve dört anahtarlı eviriciler olmak üzere üç farklı sürücü modu kullanılır. Burada sürücü olarak ifade edilen devre elamanı bir eviricidir. Eviriciler, iletme veya kesime geçirilmesi kontrol edilebilen; bipolar eklem transistörler (BJT), metal oksit yarı iletken alan etkili transistörler (MOSFET) veya kapısından tıkanabilen transistörler (IGBT) gibi yarı iletken anahtarlar kullanarak, DA giriş gerilimini arzu edilen genlik ve frekansta simetrik bir AA çıkış gerilimine dönüştürmek için kullanılırlar. FDAM'ler farklı türlerdeki eviriciler ile

beslenebilir. Bu eviriciler; giriş gerilimi sabit ise, gerilim beslemeli eviriciler, giriş akımı sabit ise, akım beslemeli eviriciler ve giriş gerilimi arzu edilen şekilde ayarlanabilir ise değişken DA baralı eviriciler olarak adlandırılmaktadırlar [52]. FDAM sürücüleri için arzu edilen akım dalga formu, her elektriksel turun yarısı için dikdörtgen biçiminde ve elektriksel olarak  $120^\circ$  olmalıdır. Kaçak endüktanslar, stator akımlarının sonlu bir zaman dilimi içerisinde yükselmesine ve düşmesine sebep olur. Böylece ideal dalga formu bozularak yamuk (trapezoidal) dalga şeklini alır. Bu durum ise FDAM'lerde, fazların komütasyonu anında üretilen momentte salınımların meydana gelmesi şeklinde ortaya çıkar. Üç fazlı bir FDAM'de bir elektriksel tur boyunca altı kez komütasyon olacağından, aynı süre boyunca üretilen momentte de altı kez KMD gerçekleşecektir. Dolayısıyla stator akımlarının yükselme ve düşme anlarında geçen sürenin, kaçak endüktanslardan ötürü artması, hem  $120$  derece olan sabit akım (iletim) bölgesinin süresini azaltacak hem de üretilen momentin düşmesine sebep olarak FDAM'lerin performansını olumsuz yönde etkileyecektir [48]. O halde bu etkinin ortadan kaldırılması için KMD'nin azaltılması gerekmektedir.

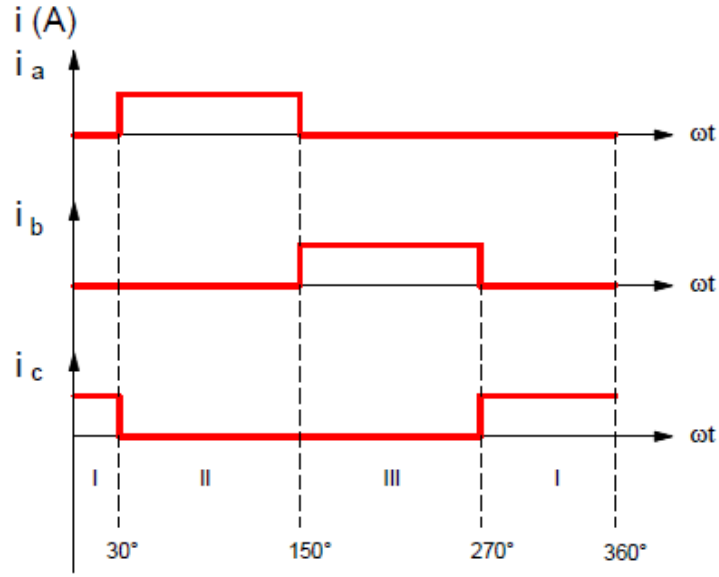
### 1.7.2.1. Yarım Köprü Modu

Yarım köprü modu, her fazın bir yarı iletken anahtar aracılığı ile beslenmesi prensibine dayanır. Şekil 8'de yarım köprü modu ile sürülen FDAM'nin genel yapısı görülmektedir.



Şekil 8. Yarım köprü sürümlü FDAM

Yarım köprü modunda sürülen FDAM incelendiğinde, sürücünün yapısında bulunan yarı iletken anahtarların ( $T_1, T_2, T_3$ ) elektriksel olarak bir turda  $120^\circ$  iletimde olduğu, kalan sürelerde ise kesimde olduğu anlaşılmaktadır. Bu durumda elektriksel olarak bir turda üç ayrı bölge oluşmaktadır. Ayrıca her faz sargısından tam bir turun  $1/3$ 'ü kadar sürede ve sadece pozitif yönde akım ( $i_a, i_b, i_c$ ) akmaktadır. Geriye kalan süre içerisinde faz sargı akımları sıfır olmaktadır. Bu durumda oluşan dalga formları Şekil 9'da gösterilmiştir.

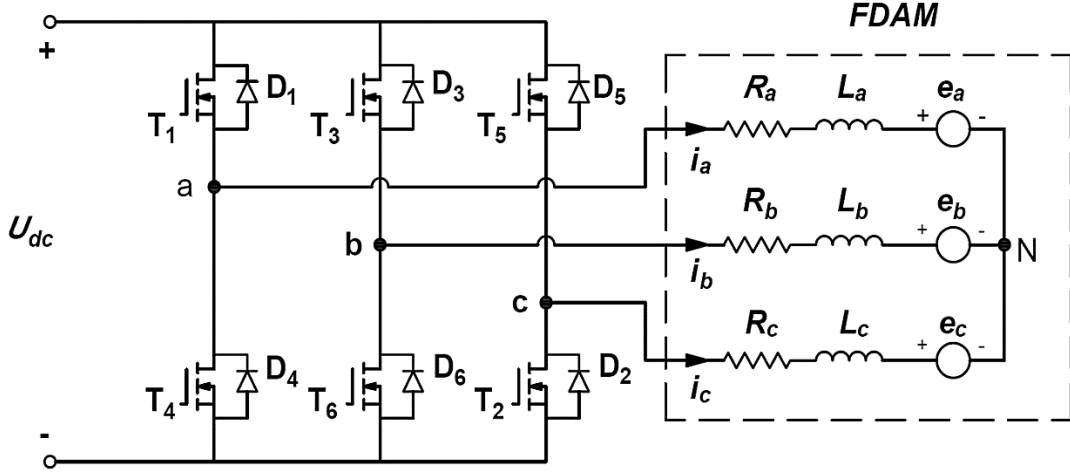


Şekil 9. Yarım köprü evirici ile sürülen FDAM'nin faz sargı akımları

O halde rotorun üzerinde bulunan sürekli mıknatısların sadece tek kutbu, enerjili olan stator sargısının oluşturduğu alan ile etkileşimde bulunacaktır. Bu durum ise motorun performansına etki ederek verimin düşmesine sebep olmaktadır. Bu sebeple uygulamada FDAM'lerin sürülmesinde yarım köprü modu tercih edilmez.

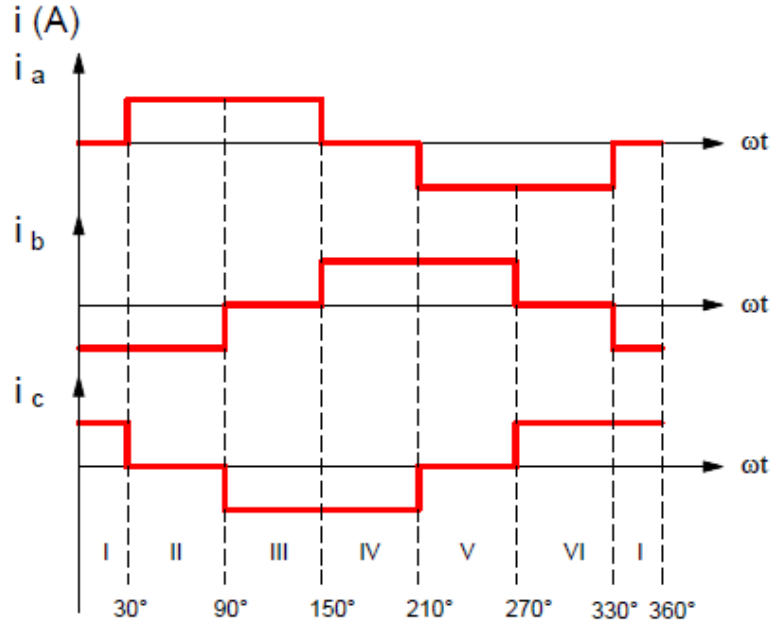
### 1.7.2.2. Tam Köprü Modu

FDAM'lerin sürülmesinde genel olarak tam köprü modu tercih edilmektedir. Bu sürücüler yarım köprü moduna kıyasla daha verimlidirler. Şekil 10'da tam köprü moduna sahip FDAM'nin genel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 10. Tam köprü sürücülü FDAM

Tam köprü modunda sürülen FDAM incelendiğinde, eviricideki bir üst grup ve bir alt grup yapısında bulunan yarı iletken anahtarların ( $T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6$ )  $60^\circ$ 'lik aralıklarda ikisinin konum değişmesi gerekmektedir. Elektriksel olarak bir turun  $360^\circ$  olduğu göz önünde bulundurulduğunda FDAM'nin çalışması sırasında bir elektriksel turda altı ayrı bölge oluşmaktadır.

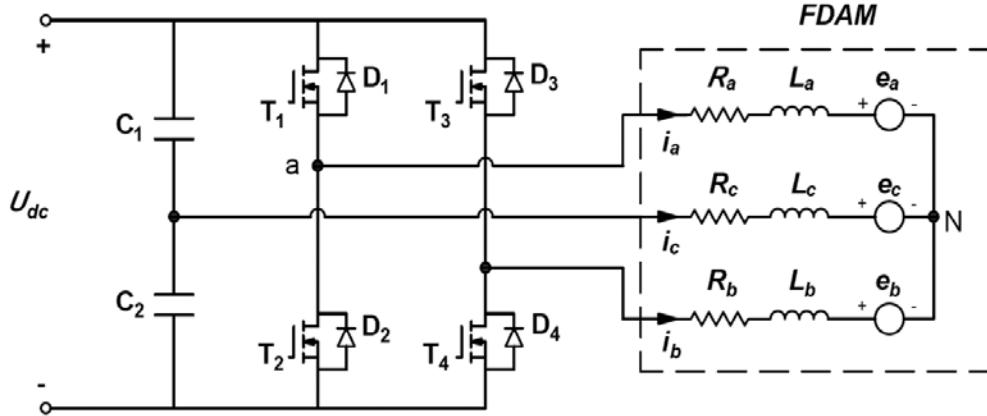


Şekil 11. Tam köprü evirici ile sürülen FDAM'nin faz sargı akımları

Ayrıca her faz sargısından tam bir turun  $2/3$ 'ü kadar sürede ve hem pozitif hem de negatif yönde akımlar ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ) akmaktadır. Bu durumda oluşan dalga formları Şekil 11'de gösterilmiştir. Tam köprü modunda, daimi olarak iki faz sargısı enerjili olacağından, rotor üzerinde bulunan sürekli mıknatısların faz sargılarının ürettiği manyetik alan ile daha fazla etkileşiminde bulunarak motorun performansını ve verimini arttırmaktadır. Çalışmada tam köprü moduna sahip FDAM kullanıldığı için gerekli teorik ve benzetim işlemleri bu model üzerinden gerçekleştirilecektir.

### 1.7.2.3. Dört Anahtarlı Köprü Modu

Dört anahtarlı köprü moduna ait devre yapısı Şekil 12'de gösterilmektedir. Bu sürücü modunda denetlenmesi gereken akım değişimleri daha az olmasına rağmen, komütasyon anında meydana gelen KMD'nin azaltılması için gereken teorik analiz ve uygulama, altı adımlı eviriciye göre çok daha karmaşıktır [40]. Bu sürücü, tam köprü modunun bir köprüsü çıkarılıp yerine seri bağlı iki kondansatör yerleştirilerek elde edilir. Faz sargılarından ikisi köprü bacaklarına, diğer faz sargısı ise bu iki kondansatörün nötr noktasına bağlanır.

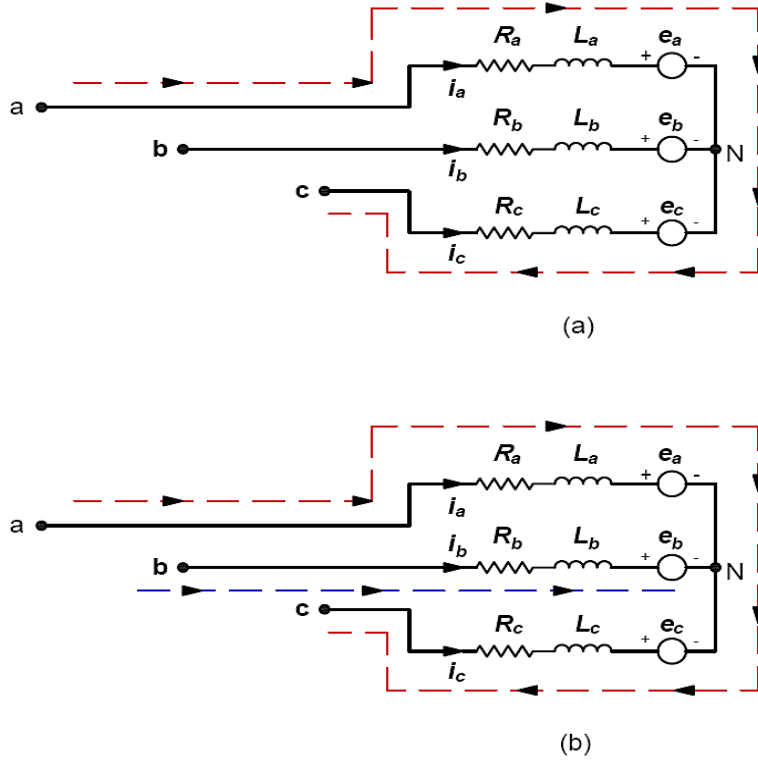


Şekil 12. Dört anahtarlı köprü modu ile sürülen FDAM

Böylece dört anahtarlı sürüş devresinde iki güç anahtarı ortadan kaldırılmış olur. Bu durum ile kullanılan anahtar sayısı azaldığı için hem kayıpların hem de maliyetin düşmesi sağlanır. Ancak sürücüyü kontrol etmek daha da zorlaşır [46]. Bu tür sürücüler ile çalıştırılan FDAM'nin faz sargı akımlarının dalga şekilleri Şekil 11'deki gibidir.

### 1.7.3. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Çalışma Prensipleri

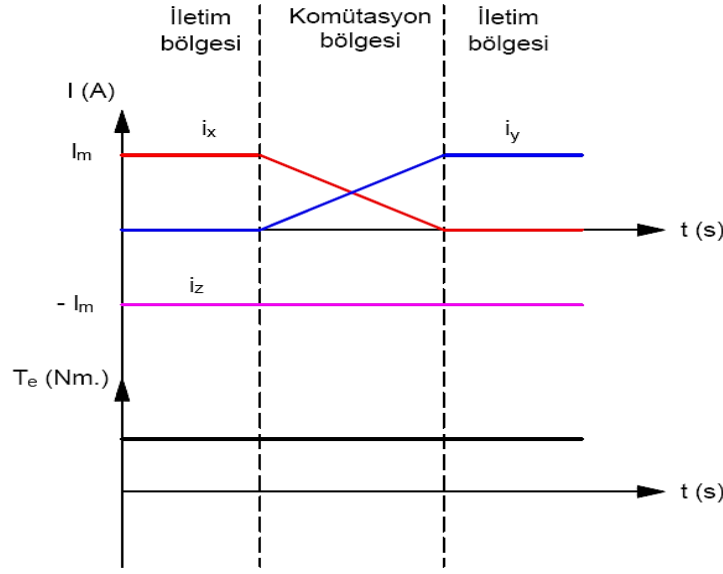
FDAM'nin çalışma prensibi genel olarak iki bölgeye ayrılır. Bu bölgelerden birincisi iletim bölgesi ikincisi ise komütasyon bölgesidir. Her faz sargısı  $120^\circ$  boyunca iletimdedir ve bu faz sargılarının ikisinde her  $60^\circ$  de bir komütasyon meydana gelir. İletim bölgesinde üç faz sargılarından sadece ikisi enerjili diğer faz ise boşta. Bu bölgede rotor konum sensörleri, hangi iki fazın enerjilendirileceğini eviriciye iletir. Evirici ise sensörlerden aldığı bilgi aracılığı ile bünyesinde bulundurduğu yarı iletken anahtarların hangilerinin kapanıp, hangilerinin açılacağına karar verir. FDAM'nin üç faz sargılarının adlandırılmasında; üzerinden akan akım maksimum değerden sıfıra düşen faza; iletimden çıkan faz veya düşme fazı, sıfırdan maksimum akım değerine ulaşan faza; iletime giren faz veya yükselme fazı ve diğer faza ise komütasyon olmayan veya komütasyona uğramayan faz ifadeleri kullanılmaktadır.



Şekil 13. FDAM'de akım yönleri, a.) İletim bölgesi, b.) Komütasyon bölgesi

Komütasyon bölgesinde ise iletime giren faz ve komütasyona uğramayan faz eviricideki kaynak gerilimi tarafından beslenirken, iletimden çıkan faz da sargı

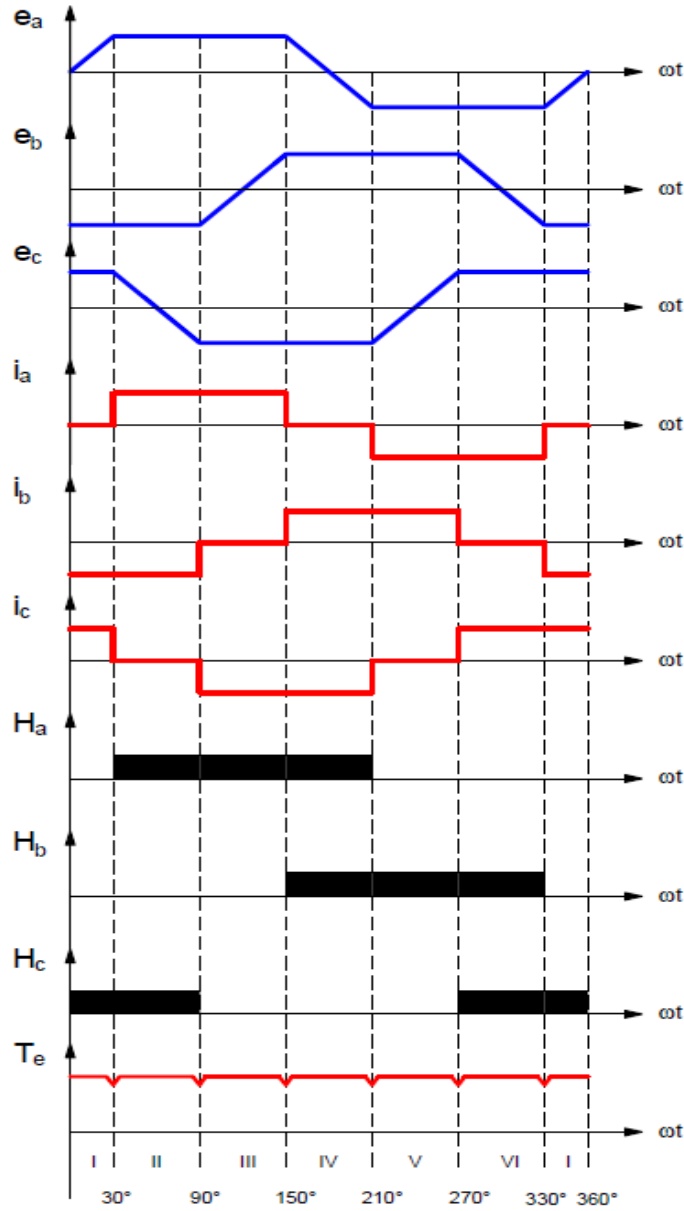
endüktansında biriken enerji anahtarlara anti paralel bağlı SGD'nin eşik gerilimine düşüncüye kadar iletimde kalacaktır. Böylece bu bölgede üç fazın (a, b, c) tamamı enerjili olacaktır. Dolayısıyla FDAM iletim bölgelerinde iki faz iletimde olduğundan normal bir DA motoru gibi, komütasyon bölgelerinde ise üç faz iletimde olacağından üç fazlı bir AA motoru gibi çalışır da denebilir [4]. İletim ve komütasyon bölgelerindeki, akım yönleri Şekil 13'de, faz akımları ve üretilen moment Şekil 14'de gösterilmiştir.



Şekil 14. FDAM'nin çalışma bölgelerindeki faz akımları ve üretilen moment ( $i_{xyz}=i_{abc}$ )

FDAM'nin moment üretebilmesi için doğru akımın, doğru stator sargısına, doğru zamanda, doğru sıra ile verilmesi gerekir [44]. FDAM'nin çalışması sırasında oluşan çeşitli büyüklüklere ait dalga biçimleri Şekil 15'de gösterilmiştir. Şekil 15'e dikkatle bakıldığında, endüklenen gerilimlerin ( $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$ ) pozitif veya negatif bölümünde, FDAM tarafından üretilen zıt EMK'lar tepe değerlere ulaştığı andan itibaren elektriksel olarak  $120^\circ$  boyunca sabit kalmaktadırlar. Ayrıca stator faz sargı akımları ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ), bu  $120^\circ$ lik sabit bölgede, dikdörtgen formda ve endüklenen gerilim ile aynı yönde akmaktadır. Bu akımlar, faz sargılarında elektriksel olarak bir turun  $2/3$ 'ü boyunca aktığı anlamına gelmektedir. FDAM enerji transferini bu şekilde sağlayarak elektromekanik moment üretir. Ancak hem eviricide bulunan anahtarların konum değiştirmesinden hem de stator faz sargı endüktanslarından dolayı üretilen momentte ( $T_e$ ) dalgalanmalar oluşur. Bu dalgalanmalar FDAM'nin en büyük dezavantajları arasında olmakla birlikte motorun sesli çalışmasına, kayıpların artmasına, faz





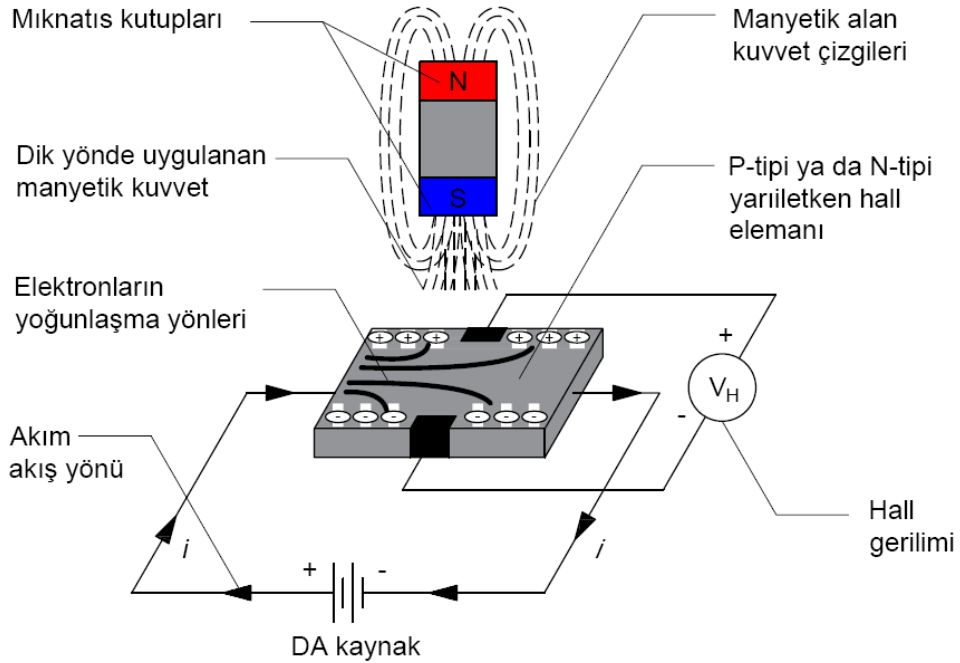
Şekil 15. FDAM' de endüklenen faz–nötr arası gerilimler, faz sargı akımları, HES çıkışları ve üretilen elektromekanik moment

sargı akımlarında istenmeyen yükselme ve düşme gibi durumlar meydana getirerek sargı ömürlerinin kısılmasına neden olmaktadır. Rotorun konumuna bağlı olarak hangi iki sargının akım taşıyacağı veya hangi sargının boşa kalacağı ise hall etkili sensörlerden ( $H_a$ ,  $H_b$ ,  $H_c$ ) gelen bilgilere göre belirlenir. FDAM'ler 120° ve 180° olmak üzere iki farklı iletim modunda çalıştırılabilirler. Bu modların uygun olduğu hız aralıklarını dikkate almak gerekir. Bu modlar karşılaştırılacak olursa; KMD'nin azaltılması için 120° iletim modu düşük hız aralığı gereken uygulamalarda daha iyi sonuçlar verirken, 180° iletim modu ise yüksek hız

aralığı gereken uygulamalarda daha uygundur [39]. Bu tez çalışmasında  $120^\circ$  iletim modu kullanılmıştır.

#### 1.7.4. Hall Etkili Sensörler

Sensörler, çeşitli büyüklüklerde ölçtükleri sinyalleri elektriksel işarete dönüştüren algılayıcılar olarak tanımlanabilir. FDAM'nin rotor konumunun belirlenmesi için genellikle hall etkili sensörler kullanılmaktadır. Bu sensörler, manyetik prensibe göre çalışan ve n-tipi ya da p-tipi malzemelerden imal edilebilen yarı iletken sensörlerdir. Bu sensörlerin çalışma düzenini anlamak için hall etkisi olarak tanımlanan olayın incelenmesi gerekir. 1879 yılında Amerikalı fizikçi Edwin Herbert Hall tarafından bulunan bu etki; bir iletken veya yarı iletken elektronlar akarken bu cisme akım yönüne dik bir manyetik alan uygulanması sonucu elektronların belli bir bölgede yoğunlaşması şeklinde tanımlanmıştır. Bu durumda iletkenin veya yarı iletkenin diğer uçlarında gerilim oluşur ve bu gerilim hall gerilimi ( $V_H$ ) olarak isimlendirilir.



Şekil 16. Hall sensörü ve hall etkisi

Titreşim, nem ve toz gibi çevre koşullarından etkilenmemesi, yüksek hızlı uygulamalarda kullanıma uygun olması, uzun ömürlü ve yüksek hızlı işlem kapasitesine sahip olmaları bu sensörlerin avantajları arasındadır. FDAM'nin rotor konumunun belirlenmesinde yaygın olarak kullanılmasının nedenleri arasında ise maliyetlerinin çok düşük olması gösterilebilir. Ayrıca bu sensörler, üzerlerinde bulunan kutuplardaki manyetik alanın sürekli değişmesi sonucunda sensör çıkışlarında kare dalga biçiminde işaretler elde edilmesini sağlar. Elde edilen işaretler ise hall sensör sinyalleri olarak isimlendirilir. Buna ek olarak sıcaklık değişimlerine duyarlı olmaları ve bu durumda motorun performansına olumsuz yönde etki etmesi ise bu sensörlerin dezavantajları arasındadır.

### 1.7.5. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Matematik Modeli

Matematiksel model, EM'nin teorik hesaplamalarında sıklıkla kullanılır. Özellikle doğrusal olmayan sistemlerin, bazı varsayımlar yapılarak doğrusal hale getirilmesine büyük katkı sağlar. Bu model doğrusal sistemlerde durum değişkenlerinin öz değerleri referans alınarak oluşturulurken, doğrusal olmayan sistemlerde ise bu değişkenlerin belirli durumlarda sabit, belirli durumlarda da eşit kabul edilmesi sonucu elde edilir. Bu sebeple FDAM'nin matematik modeli oluşturulurken bazı varsayımlar yapılması gerekmektedir. İlk olarak üç fazın Şekil 10'daki gibi yıldız bağlı ve dengede olduğu kabulü yapılacaktır. Bu kabul doğrultusunda stator faz sargılarının sabit direnç, özendüktans, karşılıklı endüktans değerlerine sahip olduğu kabul edilecektir. Evirici üzerindeki anahtarlar ve bu anahtarlara ters paralel bağlı SGD'ler ideal kabul edilecek olup, demir ve histerezis kayıpları ihmal edilecektir. Bu varsayımların sonucunda üç fazlı FDAM'nin matematik modeli aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Çift indis şeklinde gösterilen endüktanslar sargıların birbirlerine olan ortak endüktanslarını temsil etmektedir. FDAM genellikle yüzey montajlı rotor ve toplu sargılı stator sargısına sahiptir. Böyle bir yapıda relüktans değişimi olmadığından endüktansların değerleri sabit kalacaktır [44]. Bu durumda;

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (1.2)$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{ba} = L_{bc} = L_{ca} = L_{cb} = M \quad (1.3)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (1.4)$$

olarak alınabilir. Böylece matematik model düzenlenerek (1.5)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

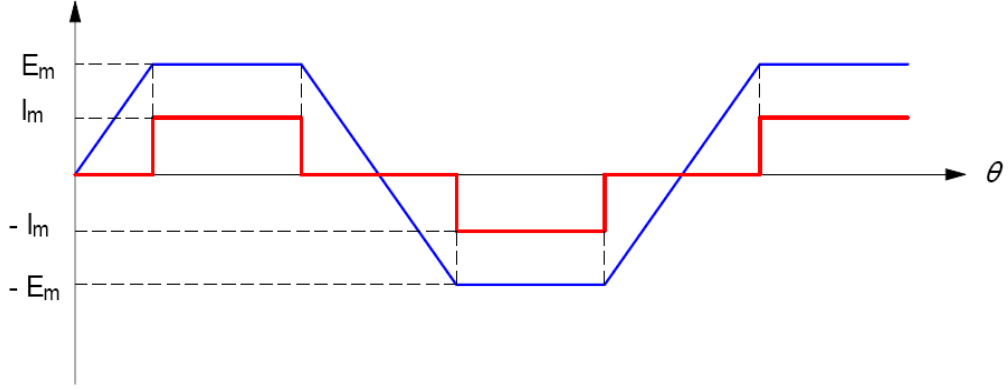
Her fazın ayrı ayrı ürettiği elektriksel güçler ( $P_a$ ,  $P_b$ ,  $P_c$ ) (1.6)'daki gibi ifade edilir.

$$P_a = e_a i_a$$

$$P_b = e_b i_b \quad (1.6)$$

$$P_c = e_c i_c$$

Denklem (1.6)'daki ifadeye göre faz sargılarının ürettiği elektriksel güçler, o faza ait zıt EMK'ya ve o fazın akımına bağlıdır. Şekil 17'de FDAM'nin bir faz sargısına ait zıt EMK ve akım dalga şekilleri gösterilmiştir. Dikkat edilecek olursa elektriksel gücün üretilmesi için zıt EMK'nın sabit olduğu  $120^\circ$ 'lik anlarda, faz sargılarından akım akıtılması gerekir. Bu şekilde stator faz sargılarının elektriksel güç üretmesi sağlanır.



Şekil 17. Bir fazda endüklenen gerilim ve faz sargı akımı

Motorun miline aktarılan toplam elektriksel güç ( $P_e$ ) ise fazların ürettiği gücün toplamından oluşur.

$$P_{toplam} = P_a + P_b + P_c \quad (1.7)$$

Üretilen toplam elektromekanik momentin ( $T_e$ ) ifadesi ise (1.8) ve (1.9)'daki gibidir.

$$P_e = T_e \cdot \omega_m \quad (1.8)$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (1.9)$$

Burada  $\omega_m$ , mekanik olarak rotorun açısal hızıdır. Elektriksel olarak açısal hız ile mekanik açısal hız arasındaki ilişkiyi motorun kutup sayısı ( $P$ ) belirler. Buna ek olarak bu ilişki rotorun elektriksel konumun ( $\theta$ ) zamana bağlı değişimi ile de bulunabilir. Böylece elektriksel açısal hız ( $\omega_e$ ) aşağıdaki bağıntılar ile hesaplanabilir.

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (1.10)$$

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega_e \quad (1.11)$$

Motorun hareket denklemi; yük momentine, rotorun eylemsizliğine ve sürtünme faktörüne bağlı olarak;

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + b\omega_m + T_L \quad (1.12)$$

şeklindedir. Burada  $J$  eylemsizlik momentini,  $b$  sürtünme katsayısını ve  $T_L$  yük momentini temsil etmektedir.

FDAM'nin her bir sargısında endüklenen gerilimler yamuk dalga şeklindedir. Bu gerilimlerin tepe değerleri  $E_a=E_b=E_c=E_m$  olsun. Bu tepe değerinin, sargı başına sarım sayısı ( $N$ ), sargı lineer hızı ( $v$ ), bir sarımın uzunluğu ( $l$ ) cinsinden ifadesi;

$$E_m = (Blv)N \quad (1.13)$$

şeklindedir. Sargıya etki eden manyetik akı yoğunluğu ( $B$ ) sürekli mıknatıslardan sağlanır ve sabittir. Buradaki lineer hız yerine mekanik açısal hız kullanılabilir.  $\phi_g$  hava aralığındaki akı,  $r$  ise rotor yarıçapı olmak üzere;

$$E_m = N(Blv) = N(Blr\omega_m) = N \frac{1}{\pi} \phi_g \omega_m = k_e \omega_m \quad (1.14)$$

yazılabilir.  $k_e$ , endüklenen gerilim katsayısıdır. Şekil 17'den de görüldüğü gibi rotorun elektriksel konumuna ( $\theta$ ) bağlı olarak endüklenen gerilimin değeri değişir. Bu değişim bir fonksiyon ile temsil edilebilir [44].

$$f(\theta_e) = \begin{cases} (\theta_e) \frac{6}{\pi} & , \quad 0 < \theta_e < \frac{\pi}{6} \\ 1 & , \quad \frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{5\pi}{6} \\ (\pi - \theta_e) \frac{6}{\pi} & , \quad \frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6} \\ -1 & , \quad \frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{11\pi}{6} \\ (\theta_e - 2\pi) \frac{6}{\pi} & , \quad \frac{11\pi}{6} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (1.15)$$

Tepe değeri ( $E_m$ ) ve yamuk (trapezoidal) dalga fonksiyonuna  $f(\theta_e)$  bağlı olarak her faza ait endüklenen gerilimler yeniden yazılabilir.

$$\begin{aligned} e_a &= f_a(\theta_e) k_e \omega_m \\ e_b &= f_b(\theta_e) k_e \omega_m \\ e_c &= f_c(\theta_e) k_e \omega_m \end{aligned} \quad (1.16)$$

Bu son bağıntıda, endüklenen gerilimler denklem (1.9)'da yerine yazılırsa üretilen moment aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T_e = k_e [f_a(\theta_e) i_a + f_b(\theta_e) i_b + f_c(\theta_e) i_c] \quad (1.17)$$

FDAM, iletim bölgesinde çalışırken aynı anda iki faz iletimde diğer faz ise boşta kaldığından iletim durumundaki iki fazdan zıt yönde fakat aynı genlikte akım ( $i$ ) akmaktadır. Şekil 17'deki gibi endüklenen gerilimler ile faz akımları aynı işaretli olacağından moment ifadesi denklem (1.18)'deki gibi sadeleştirilebilir. Böylece üretilen momentin doğru orantılı olarak kaynaktan çekilen akımın büyüklüğüne bağlı olduğu anlaşılmaktadır.

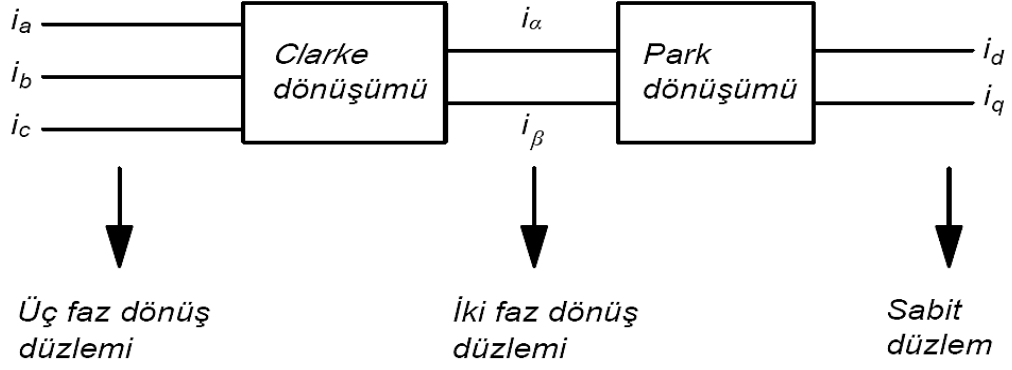
$$T_e = 2k_e i \quad (1.18)$$

Denklem (1.18)'den görüldüğü üzere moment ile akım arasındaki ilişkiden yola çıkarak, FDAM'de, evirici anahtarlarının konum değişmesinden veya faz sargı endüktanslarından dolayı akımda meydana gelecek dalgalanmalar üretilen momentte salınımlar meydana getirecektir. Bu salınımların azaltılması için akımın kontrol edilmesi gerektiği açıkça görülmektedir.

### **1.8. Referans Düzlem Dönüşümleri**

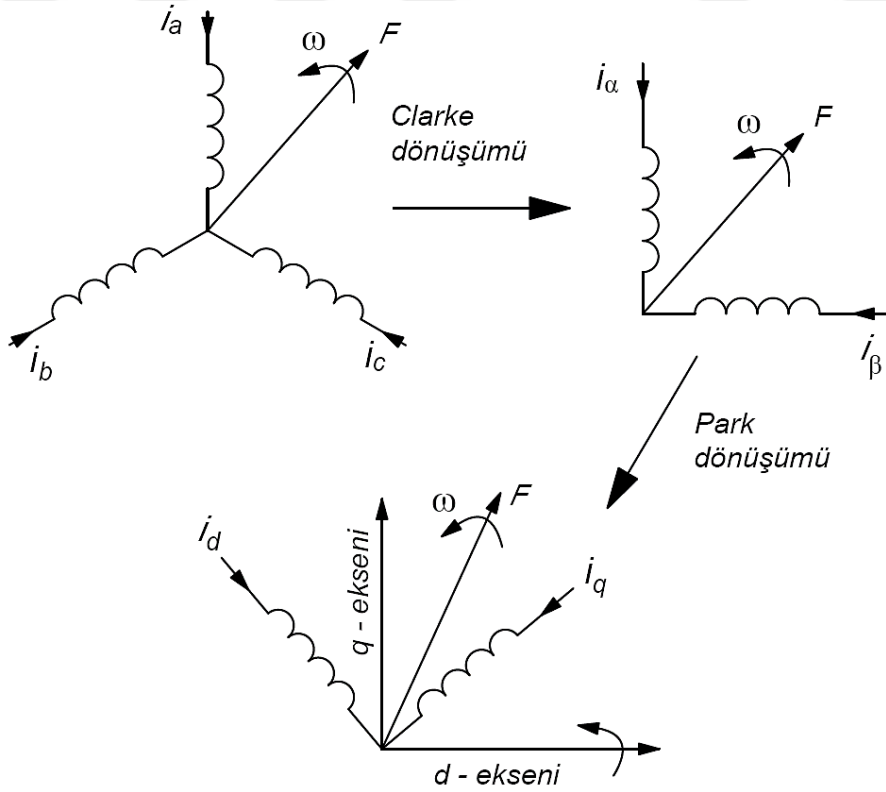
Üç fazlı makinelerin analizi genellikle gerilim, akım, hız, akı gibi değişkenler kullanılarak gerçekleştirilir. Bu analizde kullanılan değişkenler, makinenin çalıştığı her an zamana bağlı olarak değişim göstermektedir. Bu değişim, rotor dönmeye başladığı andan itibaren akı yoğunlukları, indüklenen gerilimler ve sargı akımlarının sürekli olarak değişmesi şeklinde ifade edilebilir. Dolayısıyla bu tür sistemlerin matematik modelini oluşturmak karmaşıklığa yol açtığı gibi hem oldukça uzun zaman almakta hem de ağır teorik hesaplar gerektirmektedir. Bu tür karmaşık sistemlere sahip elektrik makinelerinin analizinde zamana bağlı olarak değişen parametreler içeren denklemlerin çözümü için matematiksel dönüşümlere ihtiyaç duyulmaktadır. Analizden elde edilen motor dinamik denklemleri, bu matematiksel dönüşümler yardımıyla farklı referans düzlemleri cinsinden ifade edilir. Bu durum ise değişken sayısını azaltarak analizin ve tasarımın gerçekleştirilmesinde kolaylık sağlar. SMSM ile asenkron makinelerin vektör kontrol tekniklerinde ihtiyaç duyulan bu dönüşümler arasında en sık kullanılanlar Clarke ve Park dönüşümleridir. Bu dönüşüme ait blok diyagram Şekil 18'de, vektör gösterimi ise Şekil 19'da gösterilmiştir. Görüldüğü gibi statora ait üç faz döner düzlemi Clarke dönüşümü ile iki faz döner düzleme dönüştürülür. Bu dönüşümden sonra Park dönüşümü kullanılarak iki faz döner düzlem, iki faz sabit düzleme aktarılır.





Şekil 18. Clarke ve Park dönüşümlerine ait blok diyagram

Faz dönüşüm işlemleri genellikle üç faz sabit düzlemden iki faz sabit düzleme (Clarke dönüşümü), iki faz sabit düzlemden üç faz sabit düzleme (Ters Clarke dönüşümü) olarak adlandırılır. Ayrıca iki veya üç faz sabit düzlemden iki faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve iki faz rotor düzleminden iki ya da üç faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü şeklinde gerçekleştirilir [56].



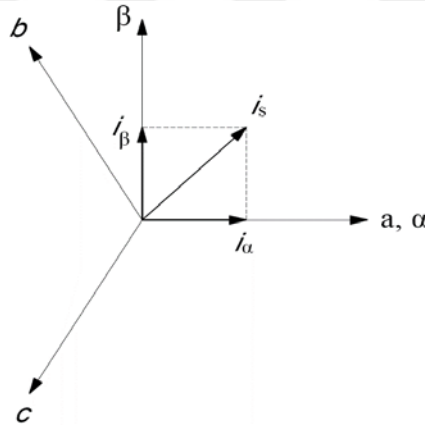
Şekil 19. Referans düzlem dönüşümleri

### 1.8.1. Clarke Dönüşümü

Statorda bulunan üç faza ait büyüklüklerin, referans düzlem üzerinde iki faz döner düzleme dönüşümü için Clarke dönüşümü kullanılır. Bu dönüşüm;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

bağıntısı ile gerçekleştirilir. Böylece üç faz (a–b–c) düzleminde, iki faz ( $\alpha$ – $\beta$ ) düzlemine dönüşüm sağlanır. Bu dönüşüme ait faz bileşenlerinin durumu a ve  $\alpha$  eksenlerinin çakıştığı varsayımı ile Şekil 20’de vektörel olarak gösterilmiştir.



Şekil 20. Bileşenlerin Clarke dönüşümündeki durumu

Ters Clarke dönüşümünün ifadesi ise denklem (1.20)’de verilmiştir.

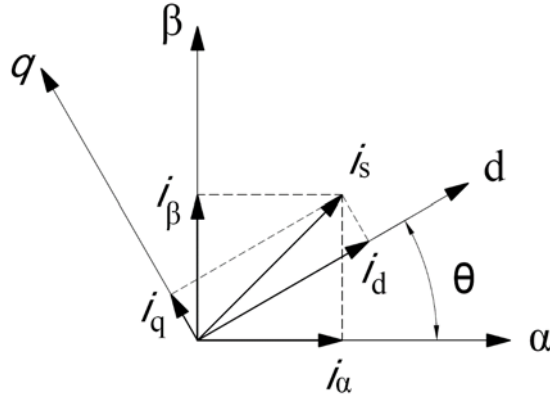
$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

### 1.8.2. Park Dönüşümü

Clarke dönüşümünden elde edilen iki faz döner düzlem bileşenleri ( $\alpha$ - $\beta$ ), iki faz sabit düzlem bileşenlerine (d-q) Park dönüşümü kullanılarak aktarılır. Bu dönüşüm;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

bağıntısı ile verilir. Böylece iki faz döner ( $\alpha$ - $\beta$ ) düzleminden, iki faz rotor (d-q) düzlemine dönüşüm sağlanır. Bu dönüşüme ait faz bileşenlerinin durumu Şekil 21’de vektörel olarak gösterilmiştir.



Şekil 21. Bileşenlerin Park dönüşümündeki durumu

Ters Park dönüşümünün ifadesi ise denklem (1.22)’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Ayrıca üç faz döner düzlemde, iki faz rotor düzlemine ya da iki faz rotor düzleminden, üç faz döner düzleme doğrudan dönüşüm de aşağıda verilen bağıntılar kullanılarak gerçekleştirilebilir.

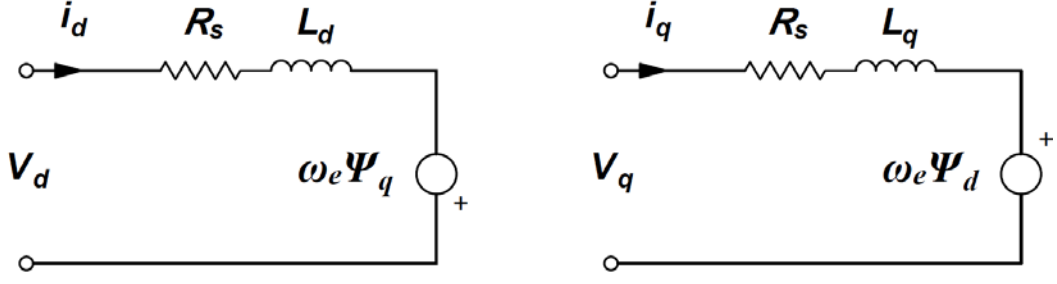
$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_r & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Burada,  $\theta_r$  elektriksel olarak rotor açısını temsil etmektedir.

### 1.9. Fırçasız Doğru Akım Motorunun d–q Eşdeğer Devresi

Rotor düzlemi referans alındığında, rotor mıknatıslarının konumu, stator gerilimlerini ve akımlarını, endüklenen anlık EMK'ları ve dolayısıyla makinenin momentini belirlemektedir. Eşdeğer d–q eksenli stator sargıları,  $\omega_r$  rotor hızı ile dönen referans düzleme dönüştürülür. Böylece rotor ve stator manyetik alanları arasında hız farkı bulunmayacaktır. Bu durumda, stator d–q eksen sargıları, rotor mıknatıs eksenini d ile sabit faz ilişkisine sahip olur [52]. Eşdeğer devre modeli serbest uyarımlı senkron makinelerin eşdeğer devresine oldukça benzeyen SMSM'ler genellikle d–q referans düzlemi içinde incelenir. SMSM'lerin d–q modeli elde edilirken Şekil 22'deki gibi iki ayrı devre ele alınır. Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak d–q dönüşümü motor değişkenlerine uygulanır. Böylece d–q eşdeğer devresine göre rotor parametreleri olan akım, gerilim ve akı denklemleri sırasıyla denklem (1.25) ve (1.26)'da verilmiştir.



Şekil 22. SMSM'lerin d–q eşdeğer devresi

$$V_d = r_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (1.25)$$

$$V_q = r_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q - \omega_r \psi_d \quad (1.26)$$

Burada  $V_d$  ve  $V_q$  d ve q eksen gerilimlerini,  $i_d$  ve  $i_q$  d ve q eksen akımlarını temsil etmektedir. Ayrıca d ve q eksen akılarını gösteren  $\psi_d$  ve  $\psi_q$  denklem (1.27) ve (1.28)'deki gibi tanımlanabilir.

$$\psi_q = L i_q \quad (1.27)$$

$$\psi_d = L i_d + \psi_m \quad (1.28)$$

Bu akı ifadeleri yukarıdaki denklemde yerine yazılacak olursa d–q eksen gerilimleri;

$$V_d = r_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_d i_q \quad (1.29)$$

$$V_q = r_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m \quad (1.30)$$

şeklinde elde edilir. Bu durumda üretilen elektromekanik momentin ifadesi ise denklem (1.31)'de ki gibi olacaktır.

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[ \psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \quad (1.31)$$

Moment ifadesinde P makinenin kutup sayısını, parantez içerisindeki birinci terim mıknatıslar tarafından üretilen momenti, ikinci terim ise relüktans farkından kaynaklanan relüktans momenti ifade etmektedir [56]. Yüzey montajlı rotor ve toplu sargılı stator sargısına sahip FDAM'lerin moment ifadesinin hesaplanmasında kullanılan denklemlerde endüktans değişimi olmayacağından d ve q eksenli endüktansları  $L_d=L_q=L$  olarak yazılır.

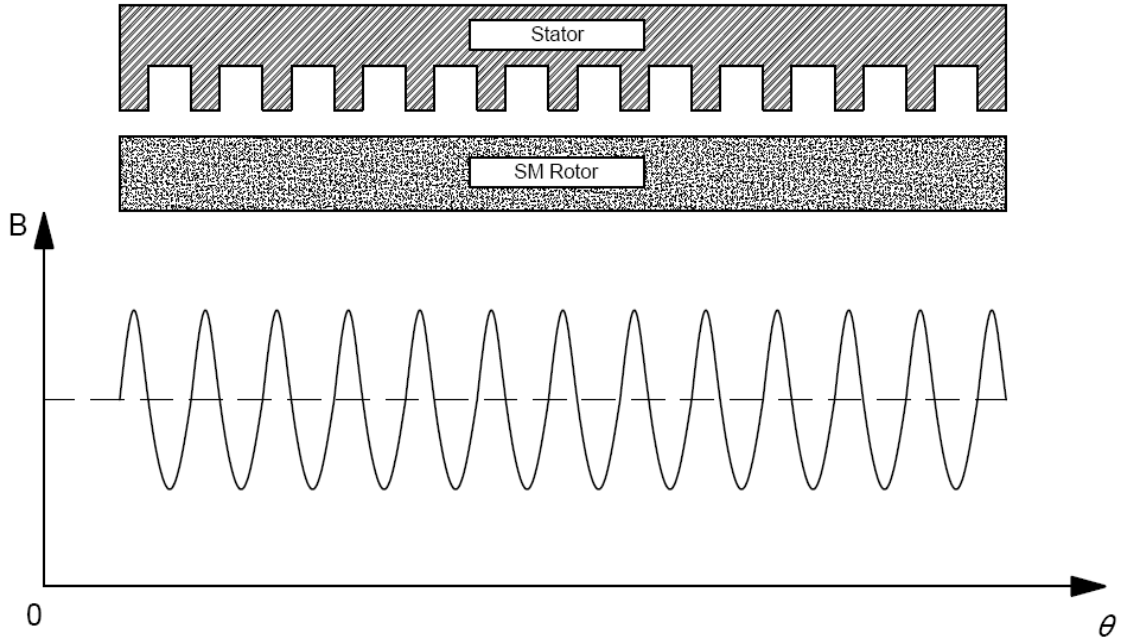
### 1.10. Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment Dalgalanması

FDAM'ler yapılarının basit olması nedeniyle yüksek güvenilirlik ve hassas kontrol gerektiren endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır [21]. FDAM'nin çalışması sırasında, eviricide bulunan anahtarların konum değişmesi ya da faz sargı endüktanslarından ötürü, üretilen moment büyüklüğünde salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınımlar, FDAM'nin bilinen en büyük dezavantajları arasında olmakla birlikte yüksek hız gerektiren uygulamalarda daha az sorun teşkil etmesine rağmen düşük hızlı ve sabit moment gerektiren uygulamalarda büyük problemlere yol açmaktadır.

SMSM'ler ile karşılaştırıldığında daha fazla moment dalgalanmasına sahip olan FDAM'lerin, ürettikleri momentte periyodik olarak meydana gelen dalgalanmalar bu motorların performansını olumsuz yönde etkiler. Bu sorun ise ses ve titreşim problemlerine neden olmanın yanı sıra özellikle yüksek hassasiyet ve yüksek kararlılık isteyen uygulamalarda FDAM'lerin kullanım alanını kısıtlar. Esasen meydana gelen bu salınımlar sadece akım değişimlerine değil makinenin yapısına da bağlıdır. FDAM'lerde moment dalgalanması Cogging moment, relüktans moment ve komütasyon moment olmak üzere üç farklı şekilde oluşur. Cogging moment, genellikle sürekli mıknatıslı motorlarda ortaya çıkan bir sorundur. Bu etki uygun motor tasarımı ile en aza indirilebilir. Rotorun, dış yüzeye montajlı sürekli mıknatıslardan oluştuğu sabit mıknatıslı motorlarda relüktans moment bulunmaz. Diğer rotor tiplerinde ise bu moment, teorik hesaplamaların çoğunda ihmal edilir. FDAM'lerde üretilen momentin asıl bileşenleri, motorda üretilen zıt EMK ile faz sargı akımlarının etkileşiminden meydana gelen ortak (komütasyon) momenttir [32]. Dolayısıyla relüktans momentin ihmal edilmesiyle FDAM'de meydana gelen moment dalgalanmaları iki başlık altında incelenebilir.

### 1.10.1. Cogging Moment Etkisi

Bu etki, sabit mıknatıslı motorların yüksüz koşullarda çalışırken rotorun kendi etrafında dönüşü sırasında rotor mıknatıslarını çevreleyen manyetik iletkenliğin periyodik olarak değişiminden kaynaklanan etki olarak tanımlanabilir. Stator oyukları, hava boşluğunda relüktans değişikliklerine neden olur. Bu değişim ise manyetik alan dağılımını değiştirerek moment dalgalanmalarına yol açar ve zıt EMK darbeleri üretir [46].



Şekil 23. Cogging moment etkisi [46].

Şekil 23’de rotorun dönüşü esnasında sürekli mıknatısların etkisinden dolayı meydana gelen manyetik akı değişimi görülmektedir. Bu değişim, sürekli mıknatısların stator iç yüzeyine karşı düştüğü anlarda artarken, stator oyuklarına denk düştüğü anlarda ise azalmaktadır. Ayrıca bu durum relüktans değişimine de sebep olmaktadır.

Yukarıda anlatıldığı gibi bu etkinin azaltılması ya da tamamen ortadan kaldırılması için gereken önlemler makinenin tasarımı yapılırken ele alınmalıdır. Stator yuvalarının ve sürekli mıknatısların eğimli yapılması, statordaki ana veya yardımcı kutuplara oluklar açılması ya da kutup başına kesirli sayıda stator yuvası ayırmak bu etkinin azaltılması için yapılan çalışmalarda geliştirilen tekniklerden bazılarıdır. Hali hazırda bir FDAM’nin

üzerinde meydana gelecek cogging moment etkisini azaltmak oldukça zor ve karmaşık işlemlere yol açabilir.

### 1.10.2. Komütasyon Moment Dalgalanması

KMD faz değişimlerinden kaynaklanan moment etkisidir. Bu etki ise eviricide bulunan anahtarların konum değişmesi sırasında stator faz sargılarından akan akımın yön değişmesi sonucunda meydana gelen etki olarak tanımlanabilir. FDAM'ler, yamuk (trapezoidal) zıt EMK dalga biçimine sahiptir ve dikdörtgen formda stator akımları ile beslenir. Stator akımları her ne kadar teorik olarak dikdörtgen formdaki akımlar gibi gösterilmişse de, pratikte bu şekilde dalga formu elde etmek mümkün olmamaktadır [22]. Faz komütasyonları sırasında anahtarlamalar, ideal olmayan zıt EMK'lar ya da sargı endüktanslarından dolayı gelen ve çıkan faz akımlarının eğimlerinin birbirinden farklı olması bu durumun sebepleri arasında gösterilebilir [25]. Bu fark ise KMD olarak adlandırılır.

Faz akımlarında meydana gelecek küçük bir değişim denklem (1.18)'de görüldüğü gibi doğrudan üretilen momenti de etkileyecektir. Moment ise denklem (1.8)'e göre hız ile ilişkili olduğundan aynı problemin rotor hızında da meydana geleceği kolaylıkla söylenebilir. Dolayısıyla KMD, öncelikle ortaya çıkan hız ve moment dalgalanmaları sebebiyle FDAM'lerin hız ve pozisyon kontrolünün doğruluğunu büyük oranda etkileyen en temel problemdir [23].

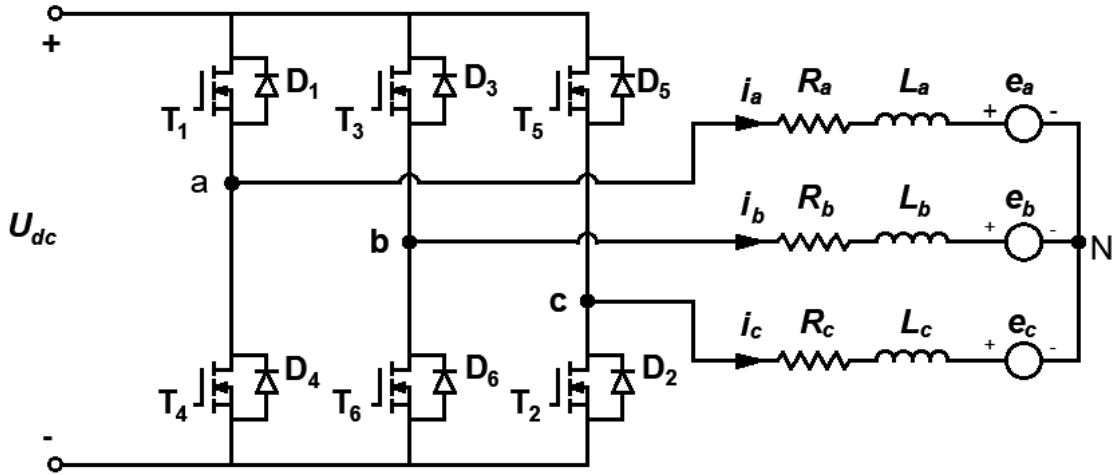
Son yıllarda FDAM üzerinde yapılan birçok çalışma arasında önemli ölçüde yer bulan KMD'nin azaltılması işlemi için araştırmacılar tarafından oldukça farklı denetim teknikleri geliştirilmiştir. Bu tekniklerden bazıları ise hem komütasyon momentinin hem de komütasyon süresinin azaltılması üzerine gerçekleştirilmiştir [24]. Bu teknikler arasında; komütasyon anlarında gelen ve çıkan faz akımlarının eğimlerindeki değişimi aynı oranda tutmak için DA hat gerilim denetim teknikleri [26, 27, 29, 30, 31], komütasyona uğramayan fazın akımını sabit tutmak için faz değişimleri sırasında eviriciye uygulanan farklı DGM teknikleri [24, 33, 36, 41, 47] en çok kullanılanlarıdır.

Bu çalışmada KMD'nin azaltılması için DA hat gerilim denetim tekniği kullanıldığından, gereken tüm teorik ve benzetim çalışmaları bu teknik üzerinden gerçekleştirilmiştir.



### 1.11. Komütasyon Moment Dalgalanması ve Analizi

İletimden çıkan fazın sargı endüktans değeri sıfırdan büyük olması sebebiyle, üzerinden akım akıtıldığında bu sargıda enerji depolanır. Böylece bu faz sargısı, evirici üzerinden bir sonraki periyoda kadar devre dışı bırakıldığında sargının üzerinde bulunan enerji karşı tarafa bağlı SGD üzerinden devreye katılacaktır [43]. FDAM’de daimi olarak iki fazın iletimde kalması istendiğinden iletimden çıkan faz üzerinden akan akımlar, motorun kaynaktan çektiği akımlar üzerinde bozulmalara yol açar. Aslında KMD’yi meydana getiren de bu bozulmalardır. FDAM’yi çalıştırmak için gerilim beslemeli evirici kullanıldığında, komütasyon anlarında iletimden çıkan faz akımının azalma eğimi ile iletime giren faz akımının yükselme eğimini aynı oranda değiştirmek suretiyle eviricinin giriş gerilimini ayarlanarak KMD azaltılabilir. Bu ayarlama işlemi bir DA-DA dönüştürücü ile gerçekleştirilebilir. Gerilim kaynaklı, altı adımlı evirici ile beslenen FDAM’ye ait devre yapısı şekil 24’de gösterilmiştir.



Şekil 24. Evirici ile beslenen FDAM’nin genel devre yapısı

Şekil 24’de her faza ayrı ayrı Kirchhoff gerilim kanunu uygulanırsa;

$$\begin{aligned}
u_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\
u_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\
u_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N
\end{aligned} \tag{1.32}$$

bağıntıları elde edilir. Bu ifadeler matris formunda denklem (1.33)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_N \\ u_N \\ u_N \end{bmatrix} \tag{1.33}$$

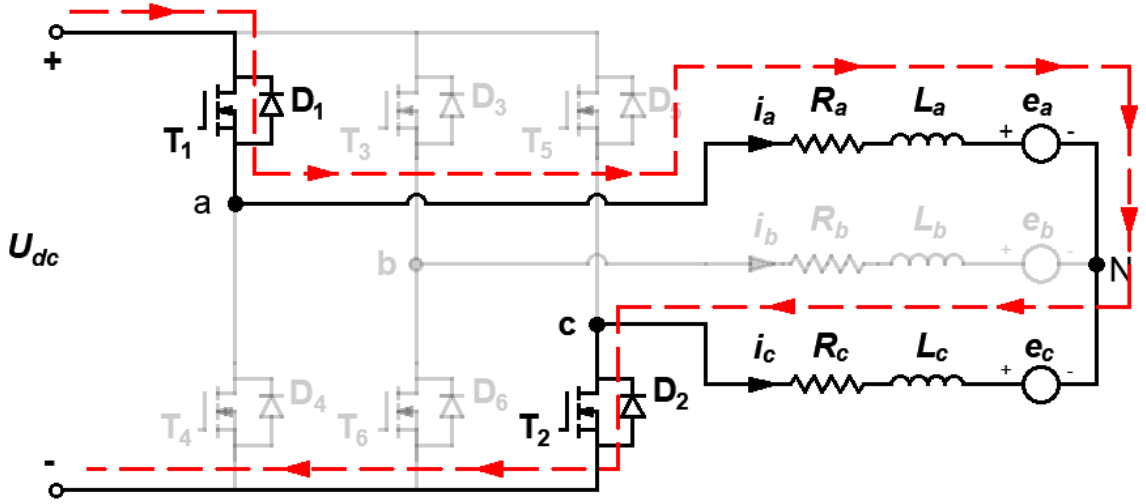
Ayrıca ortak moment dışındaki moment etkileri (cogging ve relüktans) ihmal edildiğinde FDAM'lerde üretilen momentin genel ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \tag{1.34}$$

Burada,  $U_{dc}$  evirici giriş gerilimini,  $U_N$  yıldız bağlı faz sargılarının nötr noktası gerilimini,  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  terminal faz gerilimlerini,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  faz sargı akımlarını,  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  yamuk (trapezoidal) zıt EMK'leri,  $L=L_s-M$  faz sargılarının eşdeğer endüktansını,  $L_s$  ve  $M$  sırasıyla özendüktans ve ortak endüktansı temsil etmektedir.  $R$  stator faz sargı dirençleri ve  $\omega_m$  rotorun mekanik hızıdır. Denklem (1.34)'e göre FDAM tarafından sabit moment üretilmesi, fazların ürettiği güçlerin toplamının ve rotorun mekanik hızının sabit olmasına bağlıdır. Dolayısıyla KMD, geleneksel PI, PD, PID gibi kontrolörler yerine daha hassas hız ayarı yapabilen bulanık mantık kontrolörler gibi denetleyiciler kullanılarak da azaltılabilir [42].

KMD'nin azaltılması için gerçekleştirilecek analizde, FDAM'nin çalışması üç ayrı bölgede incelenecektir. Bu bölgelerden birincisi, komütasyondan önceki iletim bölgesidir. İletim bölgesinde daimi olarak iki faz enerjili olacaktır. Bu bölgede, eviricide bulunan yarı iletken anahtarların, biri üst grup diğeri alt gruptan olmak üzere iki tanesi her  $120^\circ$  boyunca iletimde kalmaktadır. Bu çalışmadaki analiz için komütasyonun a fazı ile b fazı arasında

gerçekleştiği kabul edilecektir. Yani komütasyondan önce a fazından pozitif, c fazından negatif yönde akım akarken b fazının boşta kaldığı, komütasyondan sonra b fazından pozitif, c fazından yine negatif yönde akım akarken a fazının boşta kaldığı varsayılacaktır. Şekil 25'e bakıldığında a fazının DA kaynağın pozitif ucuna, b fazının ise kaynağın negatif ucuna bağlı olduğu görülmektedir. İletimde olmayan yarı iletken anahtarlar ve üzerinden akım akmayan faz sargıları soluk olarak gösterilmiştir.

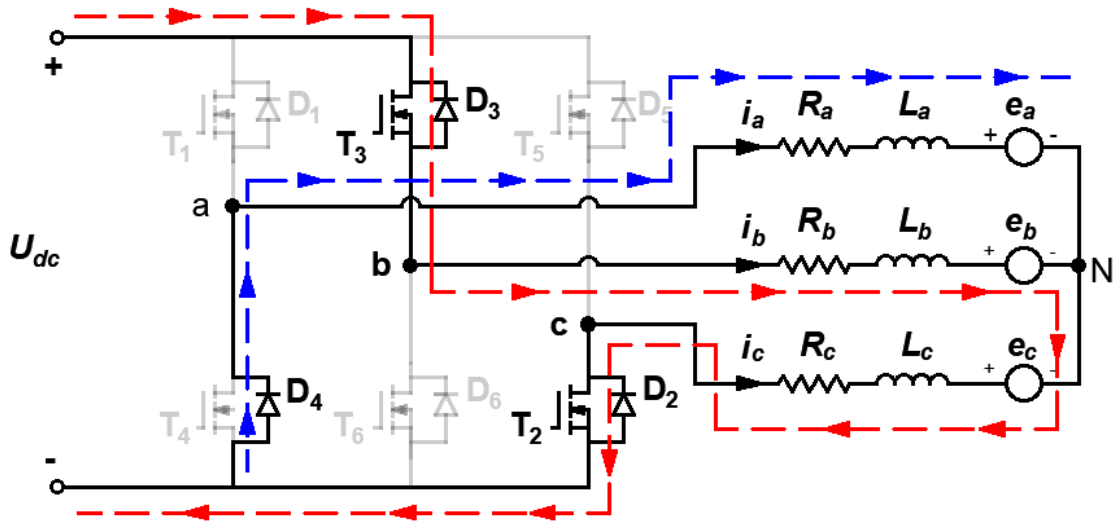


Şekil 25. Komütasyondan önceki iletim bölgesinde faz akımları

Faz sargılarının dengeli olduğu kabul edildiğinden FDAM'nin çalışması sırasında fazlardan aynı büyüklükte akımlar akacaktır. Dolayısıyla herhangi iki faz arasında gerçekleşecek komütasyon süreleri, iletme giren fazların eğimleri ve iletimden çıkan fazların eğimleri bütün komütasyon anlarında eşit olacaktır. Bu durumda üst grup anahtarlardan  $T_1$  ve alt grup anahtarlardan  $T_2$ 'nin iletimde olduğu varsayılmıştır. İletim durumunda fazlardan akan akımlar ( $i_a = -i_c$ ) eşit ve ters yönlüdür.

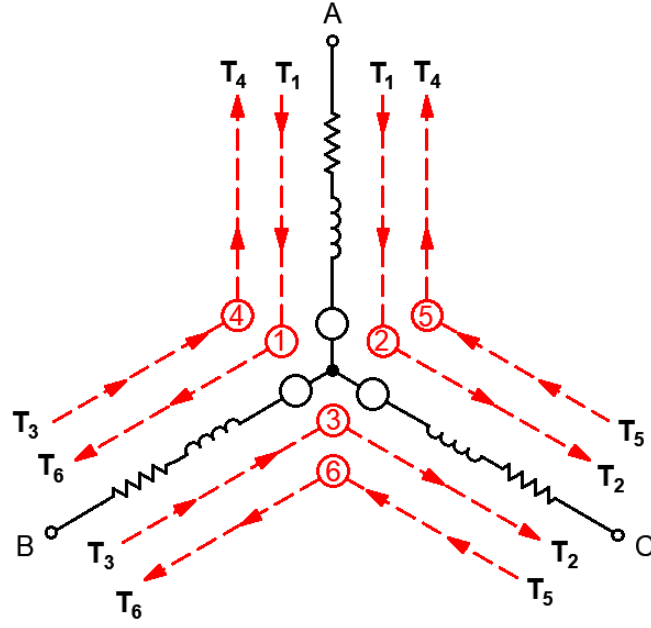
Çalışma bölgelerinden ikincisi ise komütasyon bölgesidir. Şekil 26'da bu bölgede meydana gelen akımların faz sargıları üzerindeki yönleri gösterilmiştir. Bu bölgede, a fazı,  $T_1$  anahtarının kapatılmasıyla iletimden çıkacak, b fazı,  $T_3$  anahtarının açılmasıyla iletme geçecek ve c fazı komütasyona uğramayan faz olduğundan mevcut durumunu koruyacaktır. Ancak faz komütasyonu anında iletimden çıkan a fazının sargı endüktansının ( $L_a$ ) belirli bir kapasiteye sahip olması sebebiyle bu endüktansın belirli büyüklükte bir akım depo etmesi söz konusudur. Biriken bu akım ise aynı bacağa bağlı olan diğer yarı iletken elamanın anti

paralel SGD'si ( $D_4$ ) üzerinden akacaktır. Her bir iletim aralığı rotor ve stator alan çizgilerinin  $120^\circ$  kesişiminde başlar ve  $60^\circ$  ayrımında biter. Makinenin üretebileceği en yüksek moment miktarı ise stator sargılarının oluşturduğu manyetik alan ile rotorda bulunan sürekli mıknatısların oluşturduğu manyetik alanın birbirine dik olduğu anda elde edilir [28]. Komütasyon faz dizisi AB-AC-BC-BA-CA-CB şeklindedir. Bu durum şekil 27'de gösterilmiştir.



Şekil 26. Komütasyon bölgesinde faz akımları

Her iletim bölgesi bir adım olarak tanımlanır. Böylece herhangi bir adımda sadece iki faz enerjili, üçüncü faz ise boşta. Faz akımlarını zıt EMK ile aynı fazda tutmak için eviricinin her  $60^\circ$  bir konum değiştirmesi, maksimum moment üretilmesini sağlar. Bu konum bilgisi ise hall etkili sensörler tarafından eviriciye iletilmektedir [50].



Şekil 27. Stator faz sargılarının enerjilenme dizisi

Dolayısıyla komütasyon bölgesinde üç fazın tamamı enerjili olacaktır. Bu durum ise faz akımlarında salınımlar şeklinde ortaya çıkar. Bu etki doğrudan komütasyona uğramayan faz üzerinden gözlenebilir. Sonuç olarak bu etki faz akımlarında sivri eğriler oluşturarak çıkış momentini etkileyecektir. FDAM'nin performansının artırılmasında KMD'nin azaltılmasının önemli olduğu kadar komütasyon süresinin kısa tutulması da önemli rol oynamaktadır. Komütasyon anının, iletim bölgesine nazaran çok kısa olduğu düşünüldüğünde [34], FDAM sabit hızda çalışırken doğrudan rotor hızına bağlı olan zıt EMK'lerin de bu anda sabit olduğu kabul edilebilir. Komütasyon aralıklarında iletimden çıkan ve komütasyona uğramayan faz sargılarından akan akımlar sabit ve  $I_m$  ye eşit kabul edilir. Komütasyon başlangıcında akımların başlangıç değerleri  $i_a$  ve  $i_c$  değerleri genlik olarak eşit ve  $I_m$ ,  $i_b$  ise sıfırdır [49]. Bu durumda komütasyon anında gerilim, akım ve zıt EMK başlangıç değerleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned}
 i_a = -i_c = I_m \quad , \quad i_b = 0 \\
 u_a = u_c = 0 \quad , \quad u_b = U_{dc} \\
 e_a = e_b = E_m \quad , \quad e_c = -E_m
 \end{aligned}
 \tag{1.35}$$

Denklem (1.35)'de elde edilen büyüklükler kullanılarak, denklem (1.32)'de terminal faz gerilimlerinin ifadesi tekrar yazılacak olursa, komütasyon başlangıcındaki gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned}
 0 &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N \\
 U_{dc} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N \\
 0 &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N
 \end{aligned} \tag{1.36}$$

Komütasyon süresince a fazında endüklenen akım SGD D<sub>4</sub> üzerinden akacaktır. Bu durumda hem a fazı hem de c fazı doğrudan kaynağın toprak ucuna bağlanacağından üzerlerine düşen gerilim sıfır kabul edilir. Dolayısıyla giriş gerilimi U<sub>dc</sub> sadece b fazı üzerinde görülecektir. Komütasyon anlarında FDAM'nin yıldız bağlı faz sargılarına ait nötr noktası gerilimi sıfırdan farklıdır [19]. Denklem (1.36) taraf tarafa toplanırsa;

$$\begin{aligned}
 U_{dc} &= Ri_a + Ri_b + Ri_c + L \frac{di_a}{dt} + L \frac{di_b}{dt} + L \frac{di_c}{dt} + e_a + e_b + e_c + 3u_N \\
 U_{dc} &= R(i_a + i_b + i_c) + L \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + (e_a + e_b + e_c) + 3u_N
 \end{aligned} \tag{1.37}$$

bağıntısı elde edilir. Hem iletim hem de komütasyon bölgesinde faz sargı akımlarının toplamı (i<sub>a</sub> + i<sub>b</sub> + i<sub>c</sub>) sıfır olacağından, denklem (1.37) aşağıdaki şekilde yeniden yazılabilir.

$$U_{dc} = (e_a + e_b + e_c) + 3u_N \tag{1.38}$$

Son olarak denklem (1.35)'in üçüncü ifadesindeki zıt EMK eşitlikleri kullanılacak olursa, komütasyon süresince nötr noktası geriliminin genliği bulunabilir.

$$U_{dc} = (E_m + E_m - E_m) + 3u_N \quad (1.39)$$

$$u_N = \frac{1}{3}(U_{dc} - E_m)$$

Denklem (1.35)'in birinci ve üçüncü ifadesinde bulunan büyüklükler kullanılarak, komütasyondan önceki iletim bölgesinde üretilen momentin ifadesi ( $T_{iletim}$ ) aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$T_{iletim} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} = \frac{E_m I_m + E_m 0 + (-E_m)(-I_m)}{\omega_m} \quad (1.40)$$

$$T_{iletim} = \frac{2E_m I_m}{\omega_m}$$

İletime giren ve iletimden çıkan faz akımlarına ait eğimlerin eşitlenebilmesi için öncelikle bu faz akımlarının komütasyon anındaki eğimlerinin bulunması gerekir. Bu eğimler hesaplanırken, anahtarlama frekansının yüksek olması ve komütasyon periyodunun elektriksel zaman sabitinden ( $L/R$ ) çok daha kısa olması sebebiyle komütasyon anında sargı dirençlerinin etkisi ( $R$ ) ihmal edilebilir [12]. Bu kabul ile birlikte faz sargı akımlarının eğimleri yaklaşık olarak hesaplanabilir. Denklem (1.39)'un ikinci ifadesindeki nötr noktası gerilimine ait eşitlik ile denklem (1.35)'in üçüncü ifadesindeki zıt EMK eşitlikleri, denklem (1.36)'da yerine yazıldığında;

$$L \frac{di_a}{dt} = -E_m - \frac{1}{3}(U_{dc} - E_m)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = U_{dc} - E_m - \frac{1}{3}(U_{dc} - E_m) \quad (1.41)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = E_m - \frac{1}{3}(U_{dc} - E_m)$$

ifadeleri elde edilir. Denklem (1.41)'deki türevli ifadelerdeki endüktans değerleri eşitliğin diğer tarafına yazıldığında, iletimden çıkan, iletime giren ve komütasyona uğramayan faz akımlarının eğimleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{(U_{dc} + 2E_m)}{3L}$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2(U_{dc} - E_m)}{3L}$$

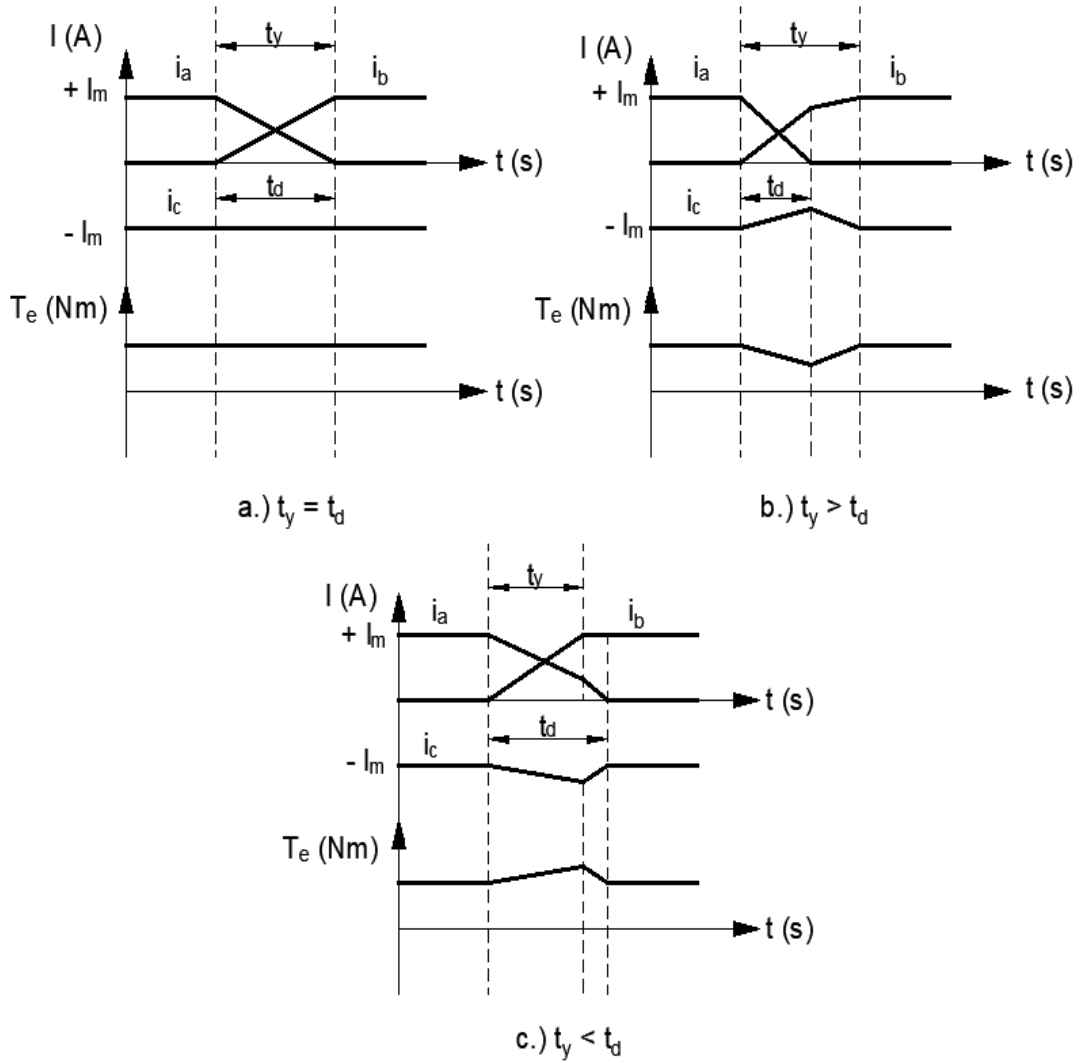
(1.42)

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = -\frac{di_c}{dt}$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{(U_{dc} - 4E_m)}{3L}$$

Eviricide kullanılan MOSFET'lerin anahtarlama zamanları yaklaşık olarak 80 ns ve SGD'lerin geri kazanım süreleri yaklaşık olarak 20 ns civarındadır. Komütasyon aralıkları ile karşılaştırıldığında, bu süreler oldukça az olduklarından MOSFET'lerin ve diyotların açılıp kapanma süreleri ihmal edilebilir [12]. Şekil 28'de çeşitli hız aralıklarına sahip FDAM için komütasyonun a fazı ile b fazı arasında gerçekleştiği kabul edilerek komütasyon bölgelerindeki akım davranışları ve bu bölgede üretilen momentin değişimi gösterilmiştir.





Şekil 28. Komütasyon bölgesinde faz akımlarının ve üretilen momentin değişimi

Şekil 28'deki büyüklükler  $I_m$ ,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $t_y$ ,  $t_d$ ,  $T_e$  sırasıyla faz akımının tepe değerini, iletimden çıkan fazın akımını, iletme giren fazın akımını, komütasyon olmayan fazın akımını, iletme giren fazın akımının tepe değere yükselme zamanını, iletimden çıkan fazın akımının sıfıra düşme zamanını, üretilen momentini temsil etmektedir. Şekil 28a dikkate alınarak  $i_a$  faz akımının  $I_m$  tepe değerinden sıfıra kadar düşmesi için geçen süreyi hesaplamak için denklem (1.42)'nin ilk ifadesi kullanılacak olursa;

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{(U_{dc} + 2E_m)}{3L} = -\frac{I_m}{t_d} \quad (1.43)$$

$$t_d = \frac{3LI_m}{U_{dc} + 2E_m}$$

ifadesi elde edilir. Benzer şekilde  $i_b$  faz akımının sıfırdan  $I_m$  tepe değerine kadar yükselmesi için geçen süreyi hesaplamak için denklem (1.42)'nin ikinci ifadesi kullanılacak olursa;

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2(U_{dc} - E_m)}{3L} = \frac{I_m}{t_y} \quad (1.44)$$

$$t_y = \frac{3LI_m}{2(U_{dc} - E_m)}$$

şeklinde elde edilir. Şekil 28'de c fazı komütasyona uğramayan faz olarak kabul edildiğinden denklem (1.40)'in ikinci ifadesi komütasyon anı için yazıldığında;

$$T_{kom} = -\frac{2E_m i_c}{\omega_m} \quad (1.45)$$

bağıntısı elde edilir. Denklem (1.42)'nin dördüncü ifadesi,  $i_c$  akımın başlangıç değerinin  $-I_m$  olduğu göz önünde bulundurularak denklem (1.43)'de yerine yazılacak olursa komütasyon anında üretilen moment elde edilmiş olur.

$$T_{kom} = \frac{2E_m}{\omega_m} \left( I_m + \frac{U_{dc} - 4E_m}{3L} t \right) \quad (1.46)$$

Sonuç olarak komütasyon anındaki geçici dalgalanmanın ifadesi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$T_{KMD} = T_{iletim} - T_{kom} = \frac{U_{dc} - 4E_m}{3L} t \quad (1.47)$$

Ayrıca komütasyon sürelerinin eşit olması için denklem (1.43)'deki  $t_d$  ifadesi ile denklem (1.44)'deki  $t_y$  ifadesi eşitlendiğinde;

$$\frac{3LI_m}{2(U_{dc} - E_m)} = \frac{3LI_m}{U_{dc} + 2E_m}$$

$$U_{dc} + 2E_m = 2(U_{dc} - E_m) \quad (1.48)$$

$$U_{dc} = 4E_m$$

bağıntısı elde edilir.

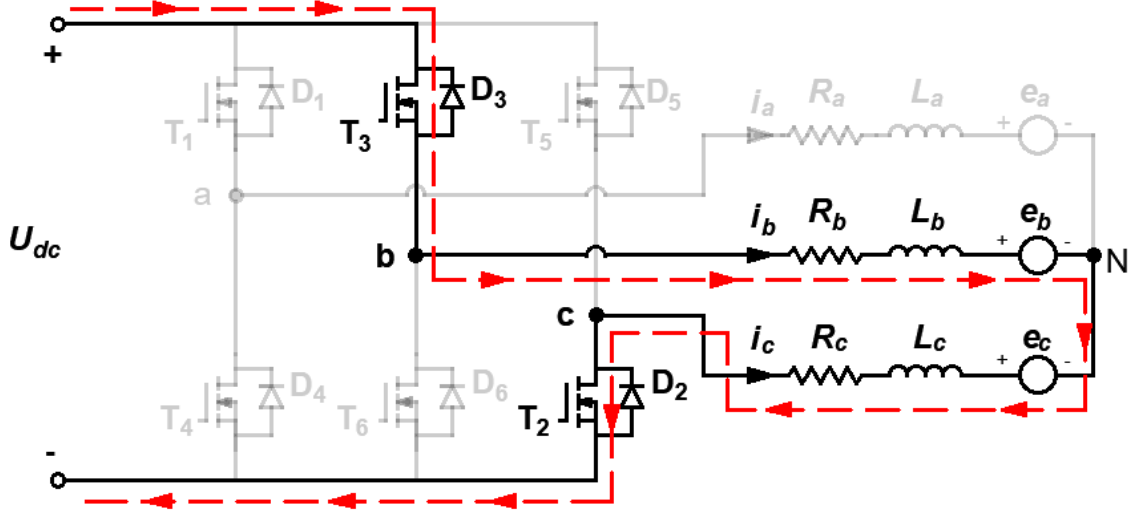
Denklem (1.47) ve (1.48)'den görüldüğü gibi hem komütasyon sürelerinin eşit olması hem de bu süreler içerisinde gelen ve çıkan faz akımlarının eğimlerinin aynı oranda değişmesi için komütasyon anlarında evirici giriş geriliminin üretilen zıt EMK'nin dört katına eşit ( $U_{dc} = 4E_m$ ) olması gerekmektedir.

Denklem (1.47) bulunan KMD ifadesine göre aşağıdaki çıkarımlar yapılabilir.

- a.) Eğer  $U_{dc} = 4E_m$  ise, o zaman  $t_y = t_d$  olacağı için komütasyon süresince moment sabit kalır. Faz akımlarının davranışı Şekil 28a'daki gibidir.
- b.) Eğer  $U_{dc} > 4E_m$  ise, o zaman  $t_y > t_d$  olacağı için komütasyon süresince moment artmaya devam eder. Faz akımlarının davranışı Şekil 28b'deki gibidir.
- c.) Eğer  $U_{dc} < 4E_m$  ise, o zaman  $t_y < t_d$  olacağı için komütasyon süresince moment azalmaya devam eder. Faz akımlarının davranışı Şekil 28c'deki gibidir.

Denklem (1.42) den görüldüğü gibi komütasyon anlarında faz akımlarının eğimleri, DA hat gerilimi ( $U_{dc}$ ) ve üretilen maksimum zıt EMK'ya ( $E_m$ ) bağlıdır.  $E_m$  hız ile orantılı olduğundan komütasyon süresince sabit kabul edilir.  $U_{dc}$ , Şekil 7'deki gibi genellikle üç fazlı doğrultucular üzerinden sağlandığı için kontrol edilemez ve değiştirilemez [12]. Sonuç olarak, evirici girişine, motorun hızına bağlı olarak bir DA-DA dönüştürücü yerleştirilerek komütasyon anlarında  $U_{dc} = 4E_m$  eşitliğini sağlamak amacıyla DA hat gerilimi ayarlanabilir. Bu dönüştürücü türü, düşük hızlı uygulamalarda çalışan FDAM için düşürücü, yüksek hızlı

uygulamalarda çalışan FDAM için yükseltici ya da hem düşük hem de yüksek hızlı uygulamalarda çalışan FDAM için hem düşürücü hem de yükseltici olarak seçilmelidir.



Şekil 29. Komütasyondan sonraki iletim bölgesinde faz akımları

Çalışma bölgelerinden üçüncüsü ise komütasyondan sonraki iletim bölgesidir. Bu bölge komütasyondan önceki iletim bölesi ile aynıdır. Sadece üst grup veya alt grup anahtarlar arasında değişim söz konusudur. Şekil 29'da komütasyondan önceki iletim bölgesinde  $T_1$ - $T_2$  anahtarları iletimdeyken, komütasyondan sonraki iletim bölgesinde  $T_3$ - $T_2$  anahtarlarının iletimde olduğu görülmektedir. Dolayısıyla bu bölgedeki akım ifadeleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned} i_b = -i_c = I_m \quad , \quad i_a = 0 \\ u_a = u_c = 0 \quad , \quad u_b = U_{dc} \end{aligned} \quad (1.49)$$

İzleyen komütasyon ise, Şekil 27'deki enerjilenme dizisinde gösterildiği gibi a ve c fazları arasında gerçekleşecek olup,  $T_3$  anahtarı sabit kalmak suretiyle  $T_2$  anahtarı kapatılıp  $T_4$  anahtarı açılacaktır.

## 2. DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

### 2.1. DA-DA Dönüştürücülere Giriş

Sabit bir DA gerilimi, değişken türde bir DA gerilimine dönüştürme işlemi için kullanılan bu dönüştürücüler, endüstriyel uygulamaların birçoğunda sıklıkla kullanılır ve kısaca DA dönüştürücüler olarak adlandırılır. Bu dönüştürücüler tıpkı transformatörlerin AA geriliminde gerçekleştirdiği işlem gibi, DA geriliminde sadece akım ve gerilim bileşenlerini değiştirerek farklı DA gerilimleri elde etmek için kullanılmaktadır. Dolayısıyla AA gerilimde çalışan ve dönüştürme oranı sürekli değişen bir transformatörün DA gerilimdeki eşdeğeri, DA dönüştürücülerdir [52].

DA gerilim ile çalışan sistemler için her ne kadar sabit gerilimli bataryalar, piller veya değişken türlerde DA güç kaynakları mevcut olsa da endüstride birçok uygulamada farklı DA geriliminde çalışan sistemler de bulunmaktadır.

Örneğin, yüksek DA gerilim ile çalışan sistemlerde arzu edilen gerilim seviyesinin düşük güçteki batarya veya pillerin seri bağlanmasıyla elde etmek mümkündür. Ancak bu tür sistemler, tasarımda kullanılan malzemelerin artması, devre yapısının büyümesi ve bu durumun da maliyeti artırması gibi dezavantajları ortaya çıkarmaktadır. Farklı DA gerilimi ile çalışan sistemlere, DA gerilimi sağlamak için her sisteme farklı büyüklükte kaynak tasarlamak yerine mevcut DA kaynağın genliğini değiştirerek farklı büyüklükte DA gerilimler elde etmek hem tasarım hem de maliyet açısından büyük önem taşımaktadır. Bu durum ise arzu edilen gerilim seviyesini elde etmek için DA-DA dönüştürücüler kullanılarak mümkün olmaktadır.

Her ne kadar dönüştürücü olarak adlandırılmışsa da, bu dönüştürücülerin hem giriş hem de çıkış büyüklüğü DA şeklindedir. Girişten alınan büyüklüğün türü ve yönü aynı kalmak koşulu ile sadece genliğini değiştirerek dönüşüm gerçekleştirirler.

Bu tür dönüştürücüler elektrikli otomobillerde, deniz vinçlerinde, maden ocaklarındaki taşıma bantlarında yaygın bir biçimde kullanılırlar ve motorlar için sarsıntısız kalkış ve hızlanma, yüksek verim ve hızlı dinamik tepki sağlarlar [52].

## 2.2. DA–DA Dönüştürücülerde Başarım Parametreleri

DA–DA dönüştürücüler kullanılarak gerçekleştirilen gerilim dönüşümünden sonra elde edilen gerilim her ne kadar idealde sabit olarak kabul edilse de, bu gerilim aslında dalgalanmalara ve salınımlara sahiptir. Ayrıca kaynaktan akım çekilmesi yükün devreye bağlanması ile mümkün olmaktadır. Bu durumda giriş akımı sürekli olmayacaktır. DA–DA dönüştürücülerde DA ve AA çıkış güçleri sırasıyla denklem (1.50) ve (1.51)'deki gibi ifade edilir.

$$P_{dc} = I_a V_a \quad (1.50)$$

$$P_{ac} = I_o V_o \quad (1.51)$$

Burada  $I_a$  ve  $V_a$  ifadeleri sırasıyla yük akımının ve yük geriliminin ortalama değerlerini,  $I_o$  ve  $V_o$  ifadeleri ise sırasıyla yük akımının ve yük geriliminin etkin değerlerini temsil etmektedir. Dönüşüm verimi DA giriş gücünün AA çıkış gücüne oranlanması ile elde edilir. Çıkış gerilimindeki ve giriş akımındaki dalgalanmaların etkin değerleri ise;

$$V_d = \sqrt{V_o^2 - V_a^2} \quad (1.52)$$

$$I_d = \sqrt{I_i^2 - I_s^2} \quad (1.53)$$

Burada  $I_i$  DA kaynak akımının etkin değerini,  $I_s$  ise DA kaynak akımının ortalama değerini temsil etmektedir. Çıkış gerilimindeki ve giriş akımındaki dalgalanma katsayıları ise sırasıyla denklem (1.54) ve (1.55) de verilmiştir.

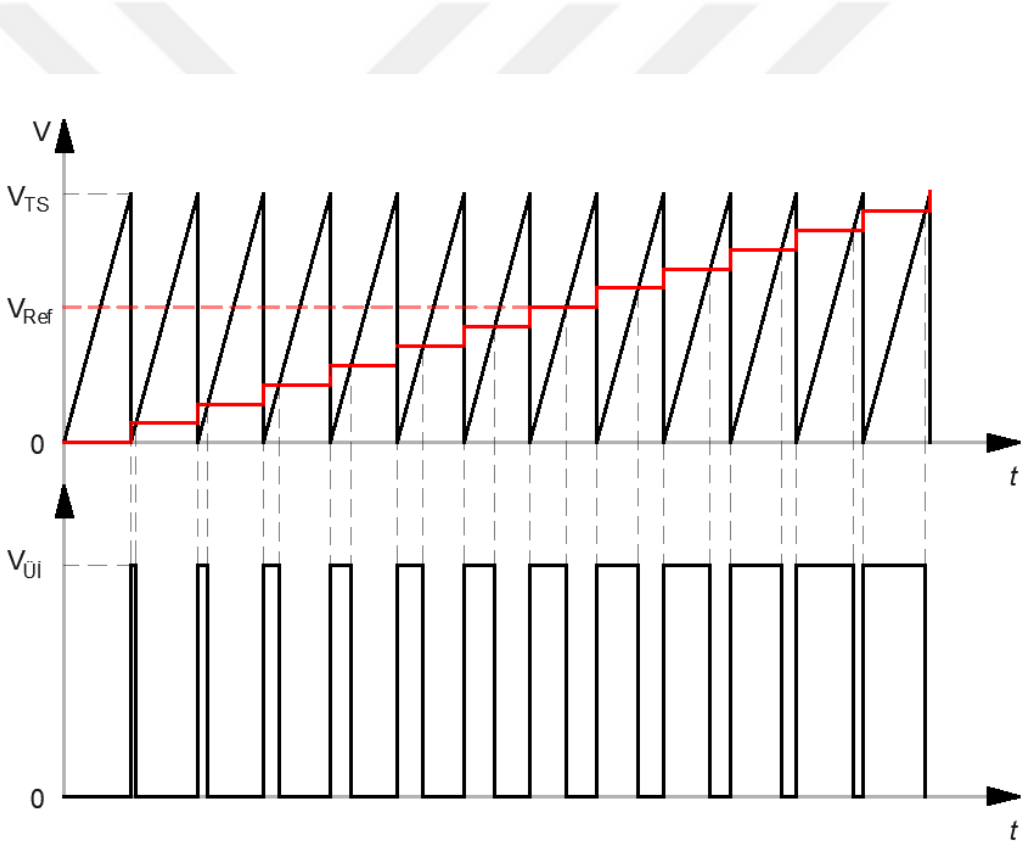
$$RF_o = \frac{V_d}{V_a} \quad (1.54)$$

$$RF_s = \frac{I_d}{I_s} \quad (1.55)$$

Dönüştürücünün güç verimi, çıkış gücünün giriş gücüne oranı olarak tanımlanır. Bu verim, anahtarlama kayıplarına, bu kayıplar ise anahtarlama frekansına bağlıdır [52].

### 2.3. Yarı iletken Anahtarlar İçin Kapı İşaretlerinin Üretilmesi

DA-DA dönüştürücülerin çalışma durumlarını incelemeye önce, bu dönüştürücülerde kullanılan yarı iletken anahtarların istenilen görevi yerine getirmek için ihtiyaç duyduğu tetikleme işaretlerinin nasıl elde edildiği bilinmelidir. Bu işaretler genellikle bir referans işaret ve bir de taşıyıcı işaretin bir karşılaştırıcı tarafından karşılaştırılması ile oluşturulur. Böylece istenilen doluluk oranına sahip bir işaret üretilebilir.



Şekil 30. İstenilen doluluk oranına sahip bir işaretin üretilmesi

Yarı iletken anahtarlar görev oranı, görev periyodu veya doluluk oranı olarak tanımlanan süreler boyunca iletimde kalır. Görev periyodu, üretilen işaretlerin yükselen kenarı ile düşen kenarı arasında geçen sürenin, işaretin bir periyodunda geçen süreye bölünmesiyle bulunur. Şekil 30'da istenilen doluluk oranına sahip, taşıyıcı işaret ( $V_{TS}$ ) ve

referans işaret ( $V_{Ref}$ ) karşılaştırılması sonucu üretilen işaret ( $V_{Üi}$ ) gösterilmiştir. Burada  $V_{TS}$  ve  $V_{Ref}$  işaretlerin tepe değerlerini temsil etmek üzere;

$$V_{Ref} = \frac{V_{TS}}{T} t \quad (1.56)$$

ifadesi yazılabilir. Görev periyodu sonunda  $V_{TS}$  değeri  $V_{Ref}$  değerine eşittir. Dolayısıyla denklem (1.56) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{Ref} = \frac{V_{TS}}{T} kT \quad (1.57)$$

Bu durumda görev periyodu  $k$ ' nin değeri iki işaretin karşılaştırılması sonucu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$k = \frac{V_{Ref}}{V_{TS}} \quad (1.58)$$

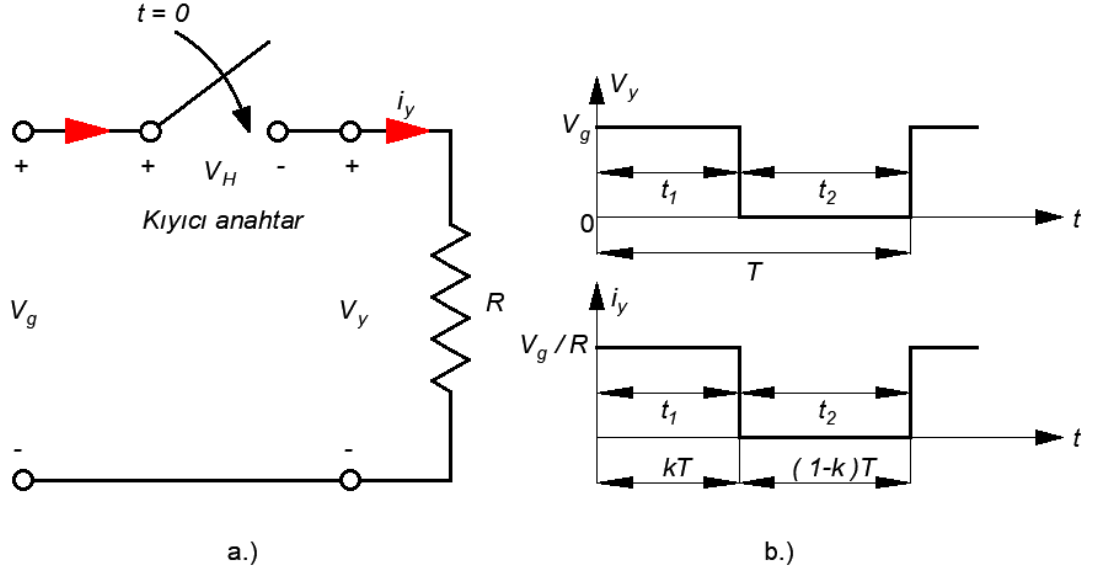
Denklem (1.58)'den görüldüğü gibi referans işaret ile taşıyıcı işaret oranlanarak görev periyodu belirlenir. Bu oran 0 ile 1 arasında istenilen değere ayarlanabilir. Şayet referans işaret taşıyıcı işaretten büyükse üretilen işaret pozitif bir değere, tam tersi durumda ise sıfır değerine çekilerek istenilen işaretin üretilmesi sağlanır. Böylece yarı iletken anahtarlar için kapı işaretleri üretilmiş olur. Şekil 30'da referans işaretin genliğinin artırılması ile doluluk oranının da doğrusal bir şekilde arttığı görülmektedir. Burada istenilen doluluk oranına sahip işaretin her elektriksel tur için sabit frekansta, sabit bir görev periyodu ile üretilmesi isteniyorsa referans işaretin 0 ile  $V_{TS}$  arasında sabit bir değer alması gerekmektedir.

#### 2.4. Düşürücü Çalışmanın Genel Prensibi

Bu çalışma prensibinde ana gaye, yük üzerinde, girişe uygulanan DA geriliminden daha küçük genlikte bir DA gerilim elde etmektir. Bu tür devrelerde kullanılan yarı iletken anahtar kıyıcı olarak adlandırılır ve bu anahtar giriş akımının seri yoluna bağlanır. Böylece yarı iletken anahtarın görev oranı değiştirilerek istenilen çıkış gerilimi ayarlanabilir.



Kullanılan anahtar türleri, BJT, MOSFET, IGBT ya da GTO olabilir. Şekil 30'da düşürücü çalışmanın genel prensibi gösterilmiştir.



Şekil 31. Düşürücü çalışma a.) Elektriksel devre b.) Gerilim ve akım dalga şekilleri

Şekil 31a'da kıyıcı olarak tanımlanan yarı iletken anahtar  $t=0$  süresinde kapatıldığında  $t_1$  süresi boyunca girişteki kaynak gerilimi yükte uygulanmış olur. Pratikte kullanılan bu tür anahtarlar üzerinde genellikle 0.3–2 V arasında bir gerilim ( $V_H$ ) düşümü olur. Ancak işlem kolaylığı açısından çoğu teorik hesaplamalarda bu gerilim değeri ihmal edilir. Bu durumda yük kaynağa paralel bağlanacağından, anahtar üzerinde meydana gelecek gerilim düşümü ihmal edildiğinde giriş geriliminin tamamı yük üzerinde görülecektir. Anahtar  $t_1$  süresinin sonunda açıldığında, herhangi bir kaynağa bağlı olmayacağı için yük üzerinde bir akım akışı olmadığından  $t_2$  süresi boyunca yük gerilimi sıfırdır. Böylece anahtarın görev periyodu, iletim süresinin, bir elektriksel periyodun süresine oranlanarak bulunabilir.

Şekil 31b'de anahtarın iletim ve yalıtım durumları gösterilmiştir. Bu durumda görev periyodu;

$$k = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \frac{t_1}{T} \quad (1.59)$$

şeklinde bulunabilir. Bu durumda ortalama çıkış geriliminin ifadesi;

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} V_y dt = \frac{t_1}{T} V_g = f t_1 V_g = k V_g \quad (1.60)$$

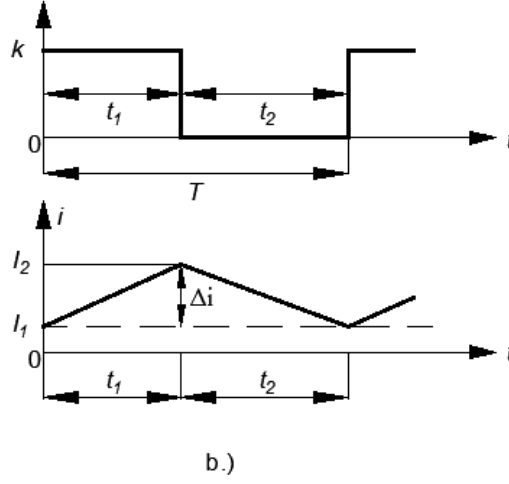
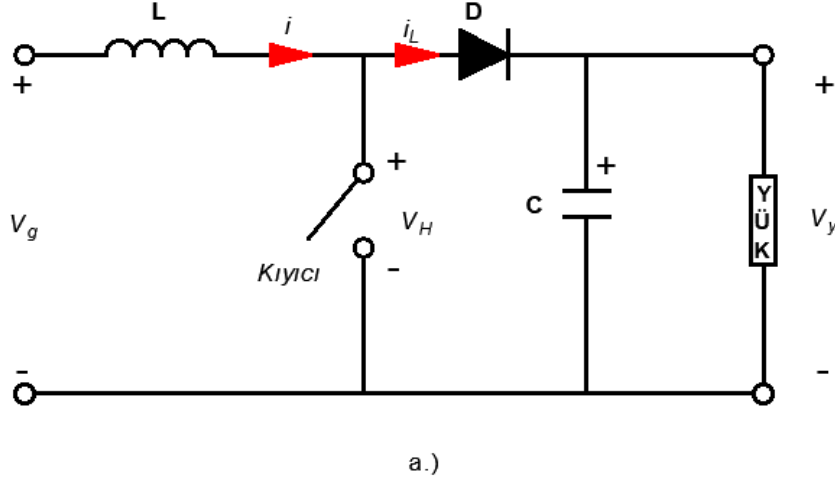
şeklinde olacaktır. Burada  $V_g$ , giriş gerilimini  $V_a$ , çıkış geriliminin ortalama değerini  $T$ , kıyım periyodunu,  $k$  kıyıcının görev periyodu ve  $f$  kıyıcı frekansını temsil etmektedir. Kaynak tarafından görülen etkin direnç değeri ise aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$R_i = \frac{V_g}{I_a} = \frac{V_g}{k V_g / R} = \frac{R}{k} \quad (1.61)$$

Burada  $I_a$ , yük akımının ortalama değerini temsil etmektedir. Denklem (1.61)'e göre yük direnci  $R$ , dönüştürücü tarafından  $R/k$  şeklinde değişken bir dirence çevirir. Bu durum ise anahtarın görev oranı olarak tanımlanan  $k$  değerinin değişmesi ile yük üzerindeki gerilimin nasıl değiştiğini açıklamaktadır. Görev oranı, anahtarlama parametreleri olan  $t_1$  ve  $T$  ya da  $f$  değiştirilerek 0 ile 1 arasında bir değere ayarlanır. Böylece çıkış gerilimi 0 ile  $V_s$  arasında bir değere ayarlanarak güç akışı kontrol edilir [52].

## 2.5. Yükseltici Çalışmanın Genel Prensibi

Bu çalışma prensibinde ana gaye, yük üzerinde, girişe uygulanan DA geriliminden daha büyük genlikte ortalama değere sahip bir DA gerilim elde etmektir. Bu gerilimin elde edilmesi için bir endüktansa ihtiyaç duyulur. Şekil 32'de yükseltici çalışmanın genel prensibi gösterilmiştir. Yükseltici dönüştürücüler için de devrenin iki modda çalıştığı söylenebilir. Şekil 32a'da görülen kıyıcı anahtar birinci modda  $t_1$  süresince iletimde olduğu düşünüldüğünde  $L$  endüktansı enerji depolayacak ve üzerindeki akım zamanla artmaya devam edecektir. Bu durumda  $D$  diyotu kesimdedir.



Şekil 32. Yükseltici çalışmaya ait a.) Elektriksel devre b.) Kıyıcı anahtarın görev oranı ve endüktans akımının değişimi

İkinci modda  $t_2$  süresince kıyıcı anahtar yalıtımda kaldığında ise kaynak akımı, endüktansda depolanan akım ile birlikte D diyotu üzerinden yüke aktarılır. Böylece endüktans üzerindeki akım, anahtar tekrar ilettime geçinceye dek azalmaya devam edecektir. Yüke paralel bağlanan C kondansatörü ise çıkış gerilimindeki sürekliliği sağlamak için kullanılır. Her iki mod için endüktans akımının zamana bağlı değişimi Şekil 32b'de gösterilmiştir. Akımın sürekli olarak aktığı varsayıldığında endüktans üzerindeki gerilimin ifadesi, üzerinden akan akımın değişimine bağlı olarak;

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (1.62)$$

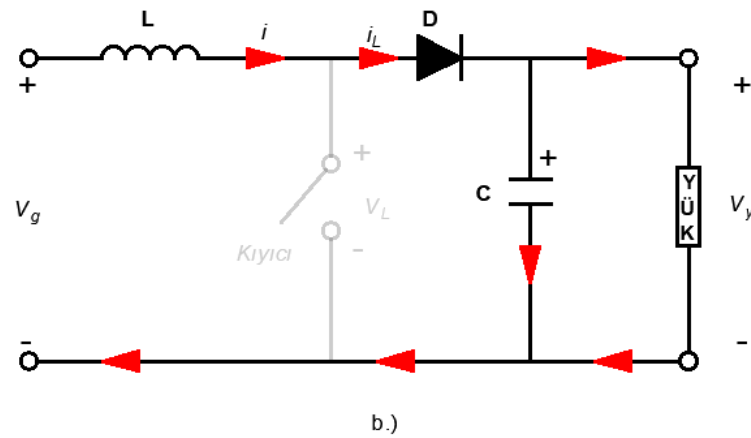
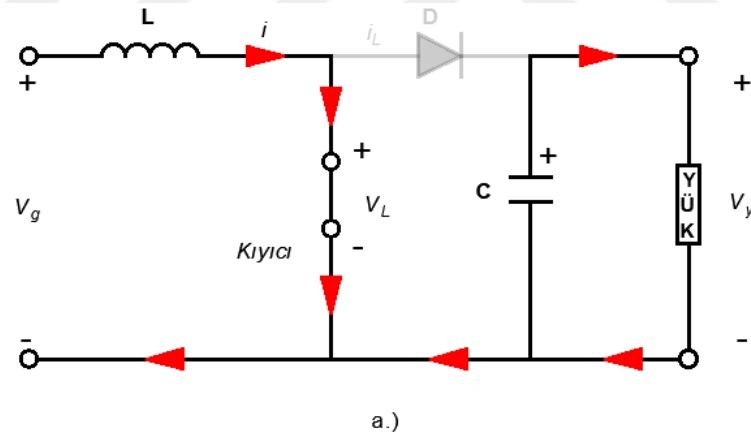
şeklinde ifade edilir. Ayrıca endüktans üzerinden akan akımın tepeden tepeye dalgalanması ise;

$$\Delta I = \frac{V_g}{L} t_1 \quad (1.63)$$

şeklindedir. Denklem (1.62) yardımıyla çıkış geriliminin ortalama değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$V_y = V_g + V_L = V_g + L \frac{\Delta I}{t_2} = V_g \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \right) = V_g \left( \frac{1}{1-k} \right) \quad (1.64)$$

Yükseltici çalışmaya ait yukarıda bahsedilen çalışma modları Şekil 33'de gösterilmiştir.



Şekil 33. Yükseltici çalışma a.) Mod 1 b.) Mod 2

Denklem (1.64)'den görüldüğü üzere anahtarın görev periyodunun en düşük değeri için çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit olmaktadır. Görev periyodu 0 ile 1 arasında ayarlanarak güç akışı kontrol edilir. Ancak görev periyodunun anlık değişikliklere çok duyarlı olmasından ötürü  $k$ 'nin bire yakın değerler alması durumunda çıkış gerilimi çok yüksek değerlere çıkar. Örneğin, görev periyodunun  $k=0.9$  olduğu düşünülürken çıkış geriliminin giriş geriliminden on kat daha büyük olacağı denklem (1.64) yardımıyla söylenebilir. Bu durum ise yükseltici çalışmanın sakıncaları arasındadır.

## 2.6. Anahtarlamalı Dönüştürücüler

DA–DA dönüştürücüler, anahtarlamalı güç kaynağı olarak endüstride güç elektroniği uygulamalarında, tıbbi uygulamalarda, bilgisayar teknolojisinde, bataryaların şarj edilmesinde ve DA motor kontrolünde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu dönüştürücüler;

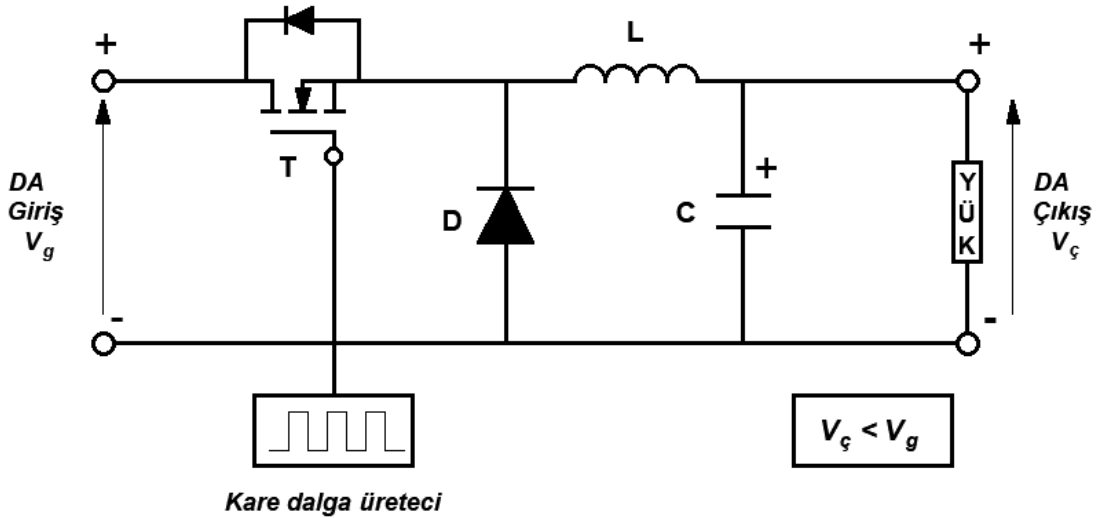
- 1) Düşüren dönüştürücüler
- 2) Yükselten dönüştürücüler
- 3) Düşüren ve yükselten dönüştürücüler

şeklinde temelde üç kısımda incelenmektedir. Düşüren dönüştürücüler, adından da anlaşılacağı üzere girişlerine uygulanan DA gerilimi düşürerek dönüştürücü çıkışına veya yük girişine aktarmak için kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerde yük gerilimi daima dönüştürücü giriş geriliminden küçüktür. Yükselten dönüştürücüler ise giriş DA gerilimine kıyasla çıkış terminal uçlarından daha büyük genlikte DA gerilim elde etmek için kullanılmaktadır. Bu dönüştürücülerde ise yük gerilimi daimi olarak giriş geriliminden büyüktür. Son olarak girişlerine uygulanan DA gerilimi hem düşürebilen hem de yükseltebilen dönüştürücüler ise düşüren–yükselten dönüştürücüler olarak isimlendirilir. Bu dönüştürücüler yukarıda anlatılan düşüren ve yükselten dönüştürücülerin özelliklerini birleştirip, elektriksel devrede küçük değişiklikler yapılması ile elde edilmiştir. Genel olarak, gerilimin hangi ölçüde düşürüleceğine, yükseltileceğine veya hem düşürülüp hem de yükseltileceğine dönüştürücüde kullanılan yarı iletken anahtarın görev periyodu karar vermektedir. Dolayısıyla dönüştürücüleri iki kısım halinde incelemek faydalı olacaktır. Bu kısımlardan birincisi dönüştürücünün güç katıdır. Güç katında, dönüştürücü girişine uygulanan gerilimden, arzu edilen genlikte çıkış gerilimi elde etmek için yarı iletken

anahtarlar ve filtre elemanları bulunmaktadır. Kontrol katında ise, yarı iletken anahtarların istenilen görevi yerine getirmesi için gerekli olan anahtarlama işaretlerini üretmek için kullanılan elemanlar bulunmaktadır. Genel olarak üç kısma ayrılan bu dönüştürücülerin farklı yapılarında birçok alt devre topolojisi bulunmaktadır. Örneğin; Cuk dönüştürücüleri ve son yıllarda sıklıkla kullanılan SEPIC ve M-SEPIC topolojileri düşürücü-yükseltici dönüştürücüler sınıfında yer almaktadır. Bu çalışmada düşüren-yükselten dönüştürücü kullanıldığından, bu dönüştürücü türü diğerlerine kıyasla daha detaylı olarak incelenecektir.

### 2.6.1. Düşüren Dönüştürücüler

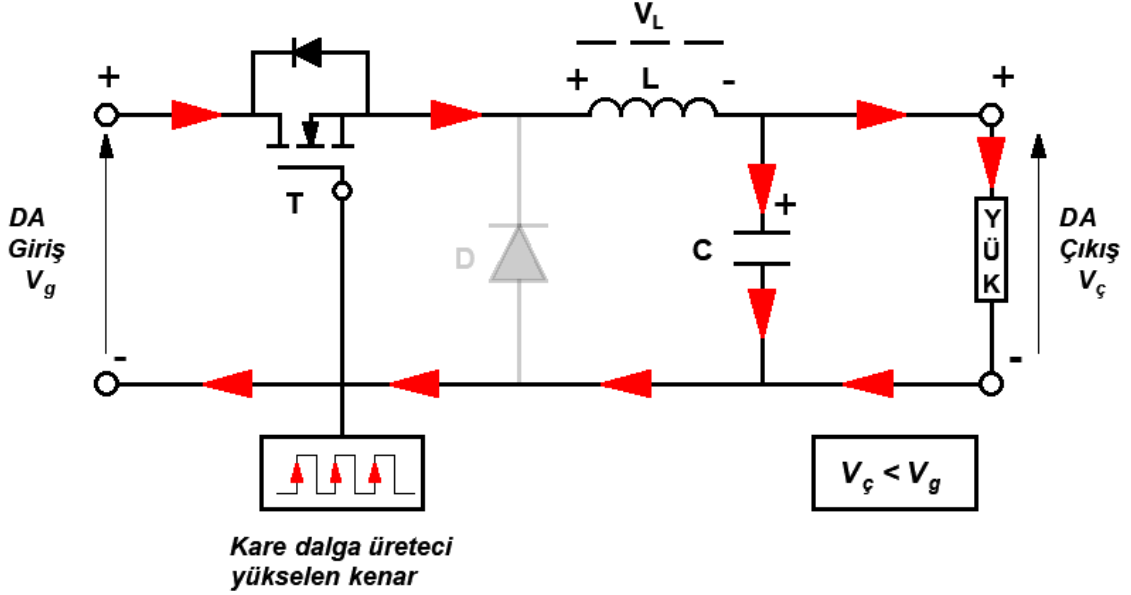
Düşüren dönüştürücüler, girişlerine uygulanan DA gerilimden, dönüştürücü çıkışında daha düşük genlikte ortalama değere sahip bir DA gerilimin elde edilmesinde kullanılmaktadır. Bu tür dönüştürücülerde çıkış gerilimi, yarı iletken anahtarın doluluk oranına göre, sıfır ile giriş gerilimi arasında bir değere ayarlanabilir. Basit yapıları ve yüksek verimli olmaları, bu dönüştürücülerin avantajları arasında gösterilebilir. Klasik DA-DA düşürücü dönüştürücüye ait elektriksel devre Şekil 34'de gösterilmiştir.



Şekil 34. DA-DA düşüren dönüştürücü devresi

Şekil 34'de görüldüğü gibi bu tür dönüştürücülerde iki farklı yarı iletken anahtar bulunmaktadır. Burada kontrollü anahtar olarak yüksek frekanslarda kullanıma uygun olan MOSFET veya IGBT, kontrolsüz anahtar olarak da klasik diyot kullanılmaktadır. Yapısında

yarı iletken anahtarlar bulunduran devreler genellikle iki durumda incelenir. Bu durumlardan birincisi kontrol edilebilen yarı iletken anahtarın iletimde, ikincisi ise bu anahtarın yalıtımda olduğu durumdur.



Şekil 35. Düşüren dönüştürücüde kontrollü anahtarın iletimde olması durumu

Şekil 35 incelendiğinde; anahtar iletim durumunda iken endüktans akımı artarak akmaya başlar. Bu durumda giriş ile çıkış arasındaki gerilim farkı, yarı iletken anahtarlardaki gerilim düşümü ihmal edildiğinde aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$V_L = V_g - V_ç = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.65)$$

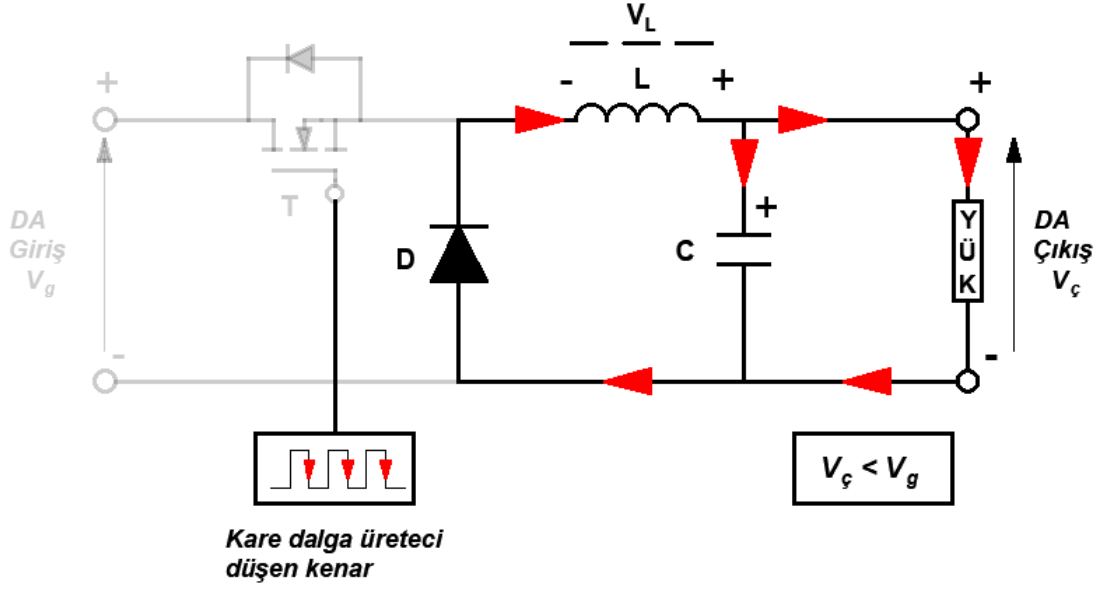
Yarı iletken anahtarların görev periyodunu, giriş ve çıkış gerilimlerinin genliklerini kullanarak belirlemek için çoğu zaman endüktans akımı kullanılır. Anahtarın görev periyodu  $k$  ve bir elektriksel tur  $T$  ile tanımlandığında, denklem (1.65) aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L'}{kT} = \frac{V_g - V_ç}{L} \quad (1.66)$$

Böylece endüktans akımının zamana bağlı değişimi;

$$\Delta i_L' = \left( \frac{V_g - V_\zeta}{L} \right) kT \quad (1.67)$$

olarak bulunur. İkinci durumda anahtar kesime alındığında, kaynak ile yük arasındaki bağlantı kesilmiş olur. Bu durum Şekil 36'da gösterilmiştir.



Şekil 36. Düşüren dönüştürücüde kontrollü anahtarın yalıtımda olması durumu

Birinci durumda endüktans üzerinde biriken enerji, C kondansatörü ve D diyotu üzerinden akarak yüke aktarılır.

$$V_L = -V_\zeta = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.68)$$

Bu denklem yukarıda olduğu gibi endüktans akımının zamana bağlı değişimi cinsinden;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L''}{(1-k)T} = -\frac{V_\zeta}{L} \quad (1.69)$$



$$\Delta i_L'' = -\frac{V_\zeta}{L}(1-k)T \quad (1.70)$$

Endüktans volt–saniye prensibine göre; sürekli durumda bulunan dengeli bir sistemde elektriksel bir tur boyunca endüktans üzerinde meydana gelen net akım değişimi sıfırdır. Dolayısıyla çıkış geriliminin genliği, giriş gerilimi ve yarı iletken anahtarın görev periyodu cinsinden;

$$\Delta i_L' + \Delta i_L'' = 0 \quad (1.71)$$

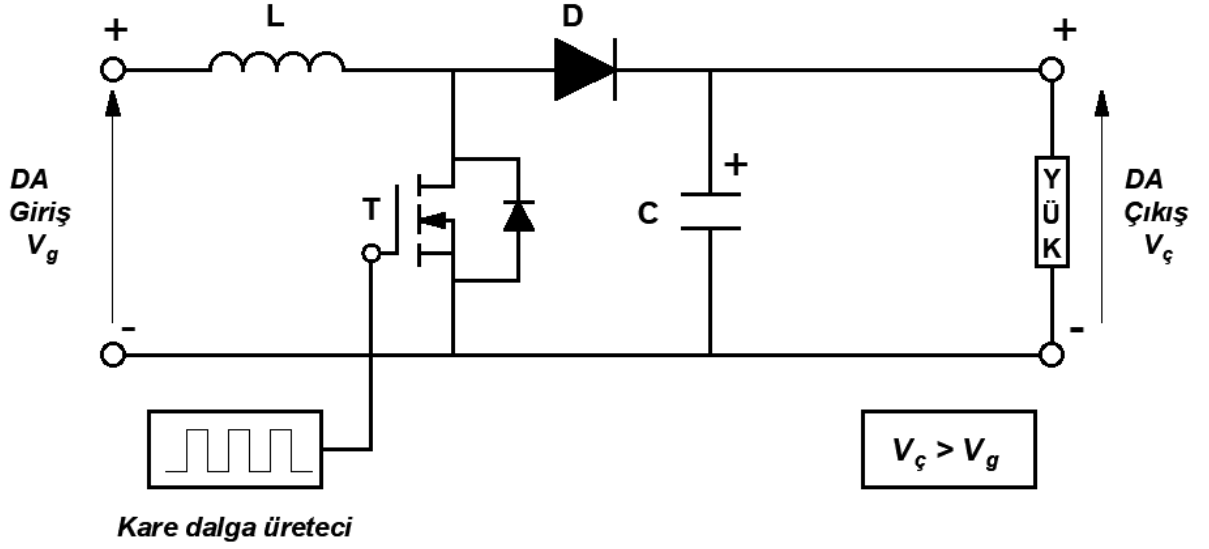
$$\left(\frac{V_g - V_\zeta}{L}\right)kT + \left(-\frac{V_\zeta}{L}(1-k)T\right) = 0 \quad (1.72)$$

$$V_\zeta = kV_g \quad (1.73)$$

şeklinde elde edilmiş olur. Denklem (1.73)'e bakıldığında, giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki oranı, dönüştürücüde kullanılan yarı iletken anahtarın görev periyodu  $k$ 'nin belirlediği açıkça görülmektedir. Görev periyodunun bir olması durumunda giriş gerilimi çıkış gerilimine eşit olmaktadır. Görev periyodu 0 ile 1 aralığında değerler alarak girişten aldığı DA gerilimi daha düşük genlikte bir DA gerilime düşürerek çıkışa aktarır. Ayrıca izoleli dönüştürücülere göre tek çıkışlı olmaları ve çıkış gerilimlerinde meydana gelen yüksek dalgalanmalar düşürücü dönüştürücülerin dezavantajları arasındadır.

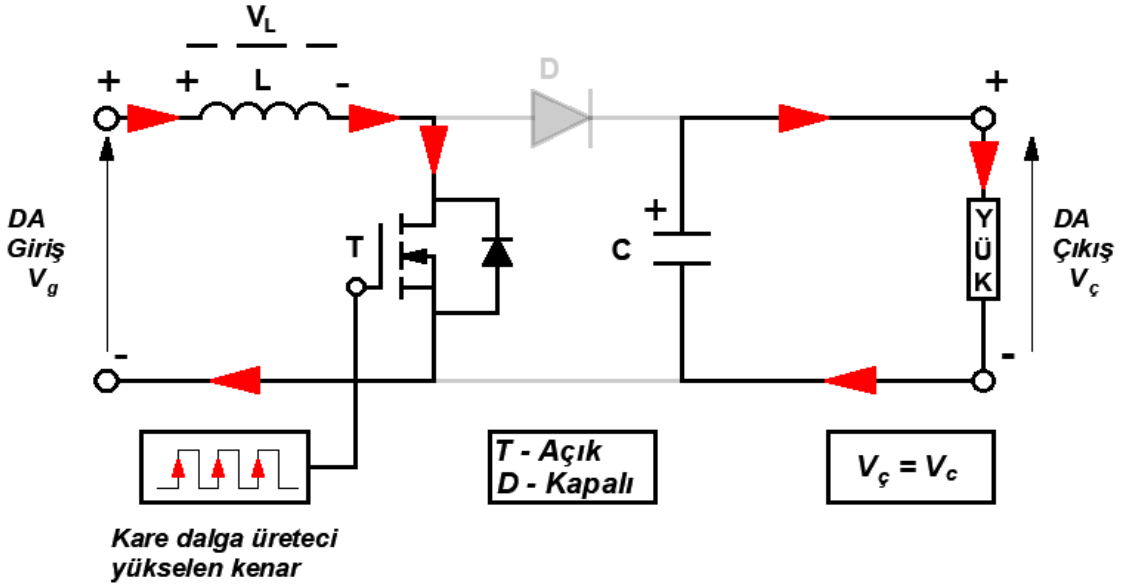
## 2.6.2. Yükselten Dönüştürücüler

Yükselten dönüştürücüler, girişlerine uygulanan DA gerilimden, dönüştürücü çıkışında daha büyük genlikte ortalama değere sahip bir DA gerilimin elde edilmesinde kullanılmaktadır. Bu tür dönüştürücülerde çıkış gerilimi, yarı iletken anahtarın doluluk oranına göre, giriş geriliminden büyük bir değere ayarlanabilir. Basit yapıları ve yüksek verimli olmaları, bu dönüştürücülerin avantajları arasında gösterilebilir. DA–DA yükseltici dönüştürücüye ait elektriksel devre Şekil 37'de gösterilmiştir.



Şekil 37. DA-DA yükselten dönüştürücü devresi

Şekil 37'deki yükselten dönüştürücü kontrollü anahtar olarak MOSFET ve kontrolsüz anahtar olarak diyot kullanılarak oluşturulmuştur. Yükselten dönüştürücülerin, düşürücü dönüştürücülerdeki yarı iletken anahtarların ve endüktansın kendi aralarında yer değiştirmesi ile meydana geldiği görülmektedir. Devrenin analizi iki bölgeye ayrılarak incelenecektir. Bu bölgelerden birincisi kontrollü anahtarın iletimde olduğu durumdur.



Şekil 38. Yükselten dönüştürücüde kontrollü anahtarın iletimde olması durumu

Şekil 38’de kontrollü anahtarın iletimde olduğu durum için elektriksel devre gösterilmiştir. Bu anahtar iletimdeyken endüktans üzerindeki akım artarak akmaya başlar. Bu anda diyot yalıtım durumundadır ve yük C kondansatörü tarafından beslenir. Böylece giriş ile çıkış gerilimi arasındaki bağıntı, endüktansın akım değişimine bağlı olarak;

$$V_L = V_g = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.74)$$

şeklinde ifade edilebilir. Yarı iletken anahtarların görev periyodunu, giriş ve çıkış gerilimlerinin genliklerini kullanarak belirlemek için yine endüktans akımı kullanılacak olursa, denklem (1.74) aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L'}{kT} = \frac{V_g}{L} \quad (1.75)$$

Böylece endüktans akımının zamana bağlı değişimi, giriş gerilimi ve yarı iletken anahtarın görev oranı cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta i_L' = \frac{V_g}{L} kT \quad (1.76)$$

Çalışma bölgelerinden ikincisi ise Şekil 39’da gösterilen kontrollü anahtarın yalıtımda olduğu durumdur. Bu durumda endüktans üzerinde biriken gerilim, D diyotu üzerinden kondansatör gerilimi ile birlikte yüke aktarılır. Bu durum Şekil 39’da gösterilmiştir. Dolayısıyla bir yükselten dönüştürücüde çıkış gerilimi, kontrollü anahtarın görev oranının sıfırdan büyük olması koşulu ile daimi olarak giriş geriliminden büyüktür. Böylece endüktans gerilimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

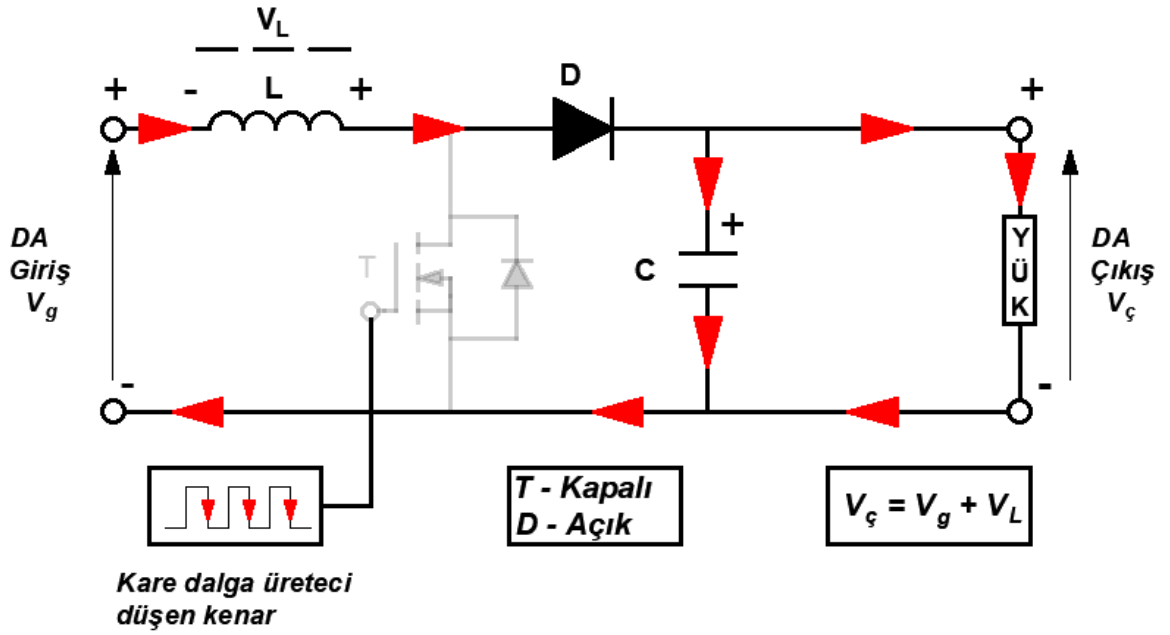
$$V_L = V_g - V_\zeta = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.77)$$

Denklem (1.77) endüktans akımının değişimi cinsinden ifade edilecek olursa;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L''}{(1-k)T} = \frac{V_g - V_\xi}{L} \quad (1.78)$$

$$\Delta i_L'' = \left( \frac{V_g - V_\xi}{L} \right) (1-k)T \quad (1.79)$$

ifadesi elde edilecektir.



Şekil 39. Yükselten dönüştürücüde kontrollü anahtarın yalıtımda olması durumu

Endüktans volt–saniye prensibine göre; sürekli durumda bulunan dengeli bir sistemde elektriksel bir tur boyunca endüktans üzerinde meydana gelen net akım değişimi sıfırdır. Dolayısıyla çıkış geriliminin genliği, giriş gerilimi ve yarı iletken anahtarın görev periyodu cinsinden;

$$\Delta i_L' + \Delta i_L'' = 0 \quad (1.80)$$

$$\left( \frac{V_g}{L} kT \right) + \left( \frac{V_g - V_\xi}{L} \right) (1-k)T = 0 \quad (1.81)$$

$$V_{\zeta} = \frac{V_g}{1-k} \quad (1.82)$$

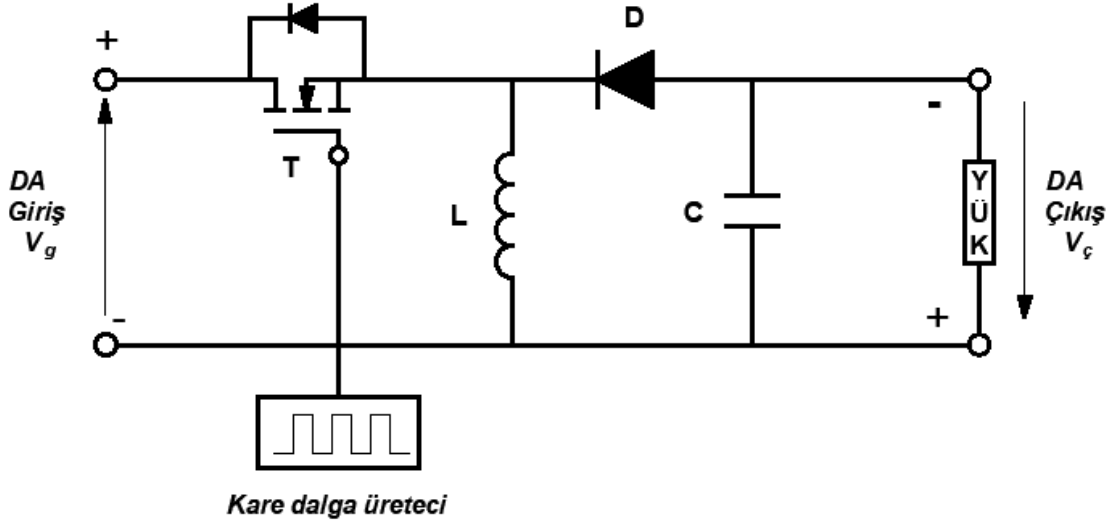
veya

$$(1-k) = \frac{V_g}{V_{\zeta}} \quad (1.83)$$

şeklinde elde edilmiş olur. Denklem (1.82)'ye bakıldığında, giriş gerilimi ile ortalama çıkış gerilimi arasındaki oranı, dönüştürücüde kullanılan yarı iletken anahtarın görev periyodu  $k$ 'nin belirlediği açıkça görülmektedir. Görev periyodunun sıfır olması durumunda çıkış gerilimi giriş gerilimine eşit olmaktadır. Görev periyodu 0 ile 1 aralığında değerler alarak girişten aldığı DA gerilimi daha büyük genlikte bir DA gerilime yükselterek çıkışa aktarır. Ayrıca izoleli dönüştürücülere göre tek çıkışlı olmaları, çıkış geriliminin görev oranına çok duyarlı olması yükseltici dönüştürücülerin dezavantajları arasındadır.

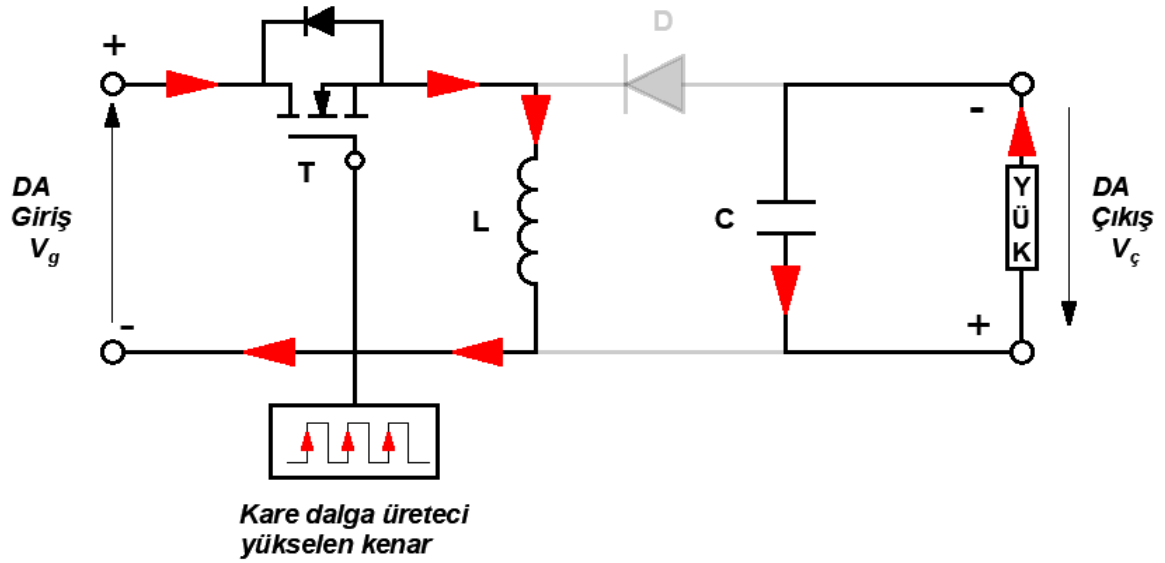
### 2.6.3. Düşüren–Yükselten Dönüştürücüler

DA–DA dönüştürücüler arasında iki yönlü olarak kullanılabilen düşüren – yükselten dönüştürücüler, adından da anlaşıldığı gibi girişlerinden uygulanan DA gerilimi hem yükseltmek hem de düşürmek için kullanılabilir. Dolayısıyla çıkış geriliminin ortalama değeri giriş geriliminden büyük veya küçük genlikte olabilir. Düşüren–yükselten dönüştürücülerde, diğer DA–DA dönüştürücülerden farklı olarak giriş gerilimi ile çıkış gerilimi birbirine ters yönlüdür. Bu dönüştürücüler aynı zamanda evirici dönüştürücüler olarak da adlandırılmaktadır [52]. Şekil 40'da düşüren–yükselten dönüştürücülere ait devre gösterilmiştir. Devre, tek bir tam kontrollü eleman içerir ve bu elemanın görev oranı ayarlanması ile güç akışı kontrol edilmektedir.



Şekil 40. DA–DA düşüren–yükselten dönüştürücü devresi

Şekil 40’da görüldüğü gibi devrede kontrollü anahtar olarak MOSFET ve kontrolsüz anahtar olarak diyot kullanılmıştır. Bu iki yarı iletken anahtar birlikte iki konumlu bir anahtar gibi çalışmaktadır. Yani MOSFET iletim durumundayken, diyot ters polaritede olacağından kesim durumunda kalacaktır. MOSFET kapı işareti sıfıra düştüğünde kesime girer ve diyot doğru yönde kutuplanacağı için iletim durumuna geçecektir. Bu dönüştürücülerde kontrollü anahtar, doğrudan kaynak gerilimini bloke ettiği için iletim ve kesim durumlarında yüksek akıma maruz kalmaktadır. Bu tür dönüştürücülerde de diğerlerinde olduğu gibi devrenin çalışması kontrollü anahtarın iletimde ya da kesimde olması göz önünde bulundurularak iki bölgede incelenmektedir. Şekil 41’de kontrollü anahtarın iletimde olduğu durum gösterilmiştir.



Şekil 41. DA–DA düşüren–yükselten dönüştürücüde anahtarın iletimde olması

Bu durumda endüktans akımı artarak akmaya başlar ve yük sadece C kondansatörü tarafından beslenir. Dolayısıyla yük geriliminde büyük salınımlar görülebilir. Bu yüzden bu tür dönüştürücülerde kullanılan kondansatörlerin yüksek değerlerde olması gerekmektedir. Giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki ise;

$$V_L = V_g = L \frac{di_L}{dt} \quad (1.84)$$

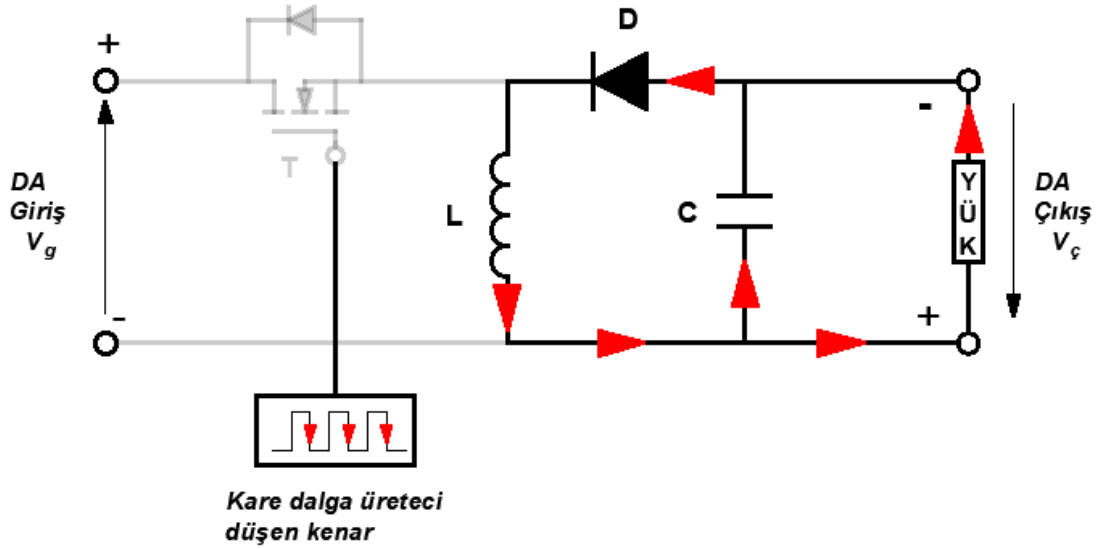
şeklinde elde edilir. Denklem (1.84) endüktans akımının zamana bağlı değişimi cinsinden aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} \quad (1.85)$$

$$\frac{\Delta i_L'}{kT} = \frac{V_g}{L} \quad (1.86)$$

$$\Delta i_L' = \frac{V_g}{L} kT \quad (1.87)$$

Şekil 42’de kontrollü anahtar yalıtım durumuna geçtiğinde endüktans üzerinde endüklenen gerilim ile D diyotu ileri yönde kutuplanarak iletme geçecektir. Böylece endüktans akımı C kondansatörü, D diyotu ve yük üzerinde akacaktır. Bu durumda endüktans üzerinde biriken akım azalmaya başlayacaktır.



Şekil 42. DA-DA düşüren-yükselten dönüştürücüde anahtarın yalıtımda olması

Bu durumda zamana bağlı olarak endüktans akımı kontrollü anahtar tekrar iletme alınıncaya kadar azalacaktır. Dolayısıyla endüktans gerilimi;

$$\Delta i_L'' = L \frac{di_L}{dt} = V_\zeta \quad (1.88)$$

şeklinde ifade edilir. Denklem (1.88), kontrollü anahtarın kesimde olduğu süre göz önünde bulundurularak yeniden yazıldığında;

$$\Delta i_L'' = \frac{V_\zeta}{L} (1-k)T \quad (1.89)$$

bağıntısı elde edilir. Elektriksel bir tur süresince, endüktans üzerindeki net akım değişimi sıfır olacağından;



$$\Delta i_L' + \Delta i_L'' = 0 \quad (1.90)$$

ifadesi elde edilir. Böylece anahtarın görev oranı ve giriş gerilimi cinsinden çıkış geriliminin ortalama değeri, çıkıştaki polarite terslemesi de dikkate alınarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\left( \frac{V_g}{L} kT \right) + \left( \frac{V_\zeta}{L} (1-k)T \right) = 0 \quad (1.91)$$

$$V_\zeta = -V_g \left( \frac{k}{1-k} \right) \quad (1.92)$$

Denklem (1.92)'den görüldüğü gibi, görev periyodu  $k$ 'nin 0.5 değeri için giriş gerilimi çıkış gerilimine eşit olmaktadır. Bu değer 0.5'den büyükse dönüştürücü yükselten olarak, 0.5'den küçükse dönüştürücü düşüren olarak çalışacaktır. Dolayısıyla düşüren–yükselten dönüştürücünün görev periyodu, yükseltici çalışması isteniyorsa  $k > 0.5$ , düşürücü çalışması isteniyorsa  $k < 0.5$  olarak seçilmesi gerekir.

Denklem (1.92)'deki ifadede, anahtarın  $t_1$  süresi boyunca iletimde kaldığı varsayımı ile görev periyodu  $k$  aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$k = \frac{t_1}{T} = t_1 f \quad (1.93)$$

Burada  $T$ , elektriksel olarak bir periyodu temsil etmektedir. Denklem (1.93), denklem (1.92)'de yerine yazıldığında anahtarın iletimde kalma süresi aşağıdaki gibi olacaktır.

$$t_1 = \frac{V_\zeta}{(V_\zeta - V_g) f} \quad (1.94)$$

Burada  $f$  anahtarlama frekansını temsil etmektedir. Devredeki kayıplar ihmal edildiğinde ortalama giriş akımı;

$$I_g = \frac{I_c k}{1-k} \quad (1.95)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $I_g$  ve  $I_c$  sırasıyla giriş ve çıkış akımlarının ortalama değerleridir. Dolayısıyla (1.90), (1.91) ve (1.93)'de elde edilen denklemler yardımıyla anahtarlama frekansına bağlı olarak tepeden tepeye endüktans dalgalanma akımı denklem (1.96)'daki gibi olacaktır.

$$\Delta I = \frac{V_g k}{fL} \quad (1.96)$$

Kontrollü yarı iletken anahtar yalıtım durumunda geçinceye kadar yük gerilimini kondansatör sağlayacaktır. Dolayısıyla bu durumda kondansatör akımının ortalama değeri, yük akımının ortalama değerine eşittir.

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} -I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} -I_c dt = \frac{I_c t_1}{C} \quad (1.97)$$

Denklem (1.97), denklem (1.93) dikkate alınarak düzenlendiğinde, tepeden tepeye kondansatör gerilimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta V_c = \frac{I_c k}{fC} \quad (1.98)$$

Hem dönüştürücünün istenilen görevi yerine getirmesi hem de yük üzerindeki gerilimin sürekli olması için endüktans akımı ve kondansatör geriliminin sürekli olması gerekir. Bu süreklilik bazı koşulların sağlanmasını da beraberinde getirmektedir. Endüktans akımının sürekli olması için;

$$\Delta I = 2I_L \quad (1.99)$$

kritik koşulun sağlanması gerekir. Böylece denklem (1.92) ve (1.95) yardımıyla sürekli iletim durumu için kritik endüktans değeri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\frac{kV_g}{fL} = 2I_L = 2I_\zeta \quad (1.100)$$

Giriş gerilimi, çıkış gerilimi cinsinden ve giriş akımı da çıkış akımı cinsinden yazılacak olursa;

$$\frac{k(1-k)V_\zeta}{kfL} = 2I_\zeta \quad (1.101)$$

elde edilecektir. Böylece kritik endüktans değeri, anahtarın görev periyodu, yük direnci ve anahtarlama frekansı cinsinden;

$$L = \frac{(1-k)R}{2f} \quad (1.102)$$

şeklinde hesaplanır. Kondansatör geriliminin sürekli olması için ise;

$$\Delta V_c = -2V_\zeta \quad (1.103)$$

kritik koşulu sağlanmalıdır. Bu koşulun sağlanması için gereken kritik C değeri aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

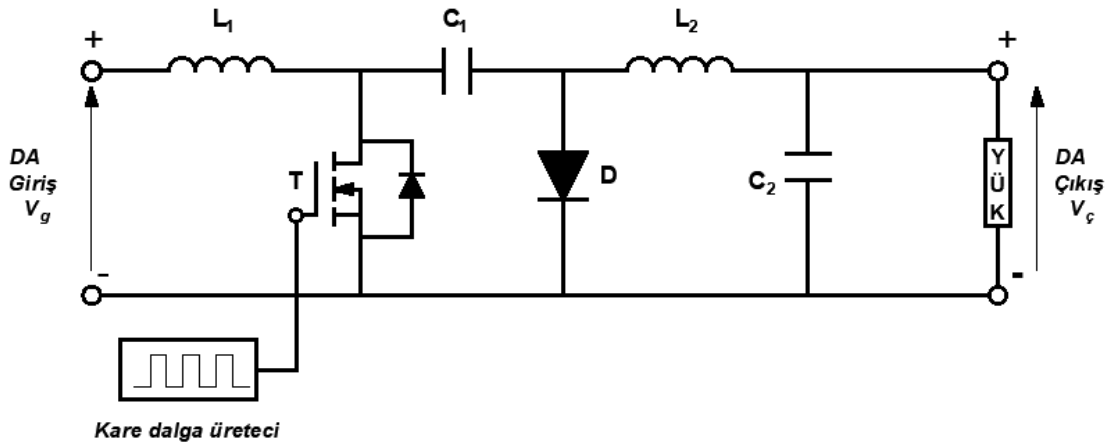
$$\Delta V_c = -\frac{I_\zeta k}{fC} = -2V_\zeta = -2I_\zeta R \quad (1.104)$$

$$C = \frac{k}{2fR} \quad (1.105)$$

Burada R, yük direncini temsil etmektedir. Şekil 40'dan görüldüğü gibi düşüren–yükselten dönüştürücülerde giriş akımı kesiklidir. Kullanılan tek transistör her ne kadar verimin yüksek olmasına olanak tanısa da konum değiştirme anlarında yüksek akıma maruz kalır. Bu durum ise düşüren–yükselten dönüştürücülerin dezavantajları arasında gösterilebilir.

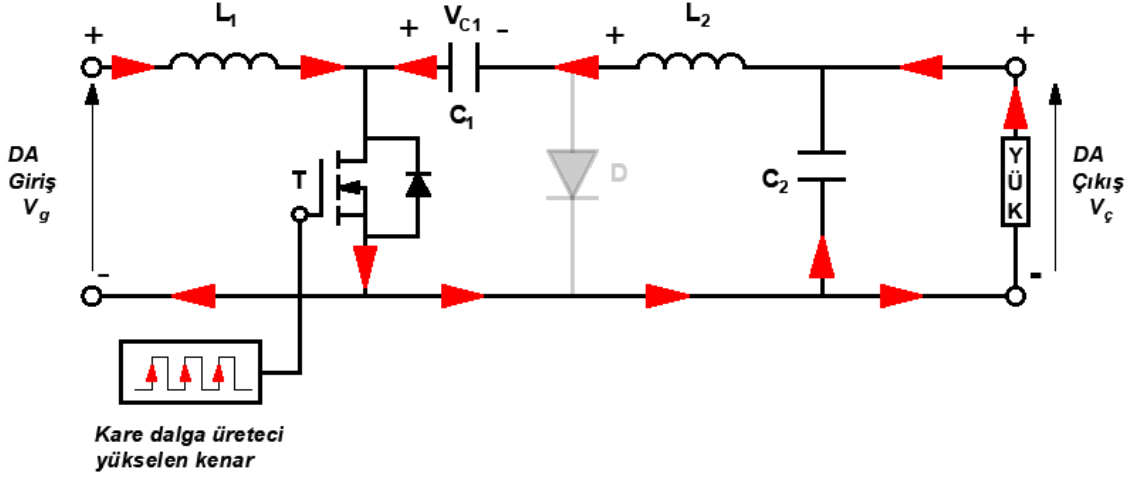
#### 2.6.4. Cuk Dönüştürücüler

Bu dönüştürücü türü, düşüren–yükselten dönüştürücü sınıfında bulunmaktadır. Dolayısıyla Cuk dönüştürücüler girişlerinden uygulanan DA gerilimi hem yükseltmek hem de düşürmek için kullanılmaktadırlar. Düşüren–yükselten dönüştürücülerde olduğu gibi çıkış gerilimi, giriş gerilimine göre ters polariteye sahiptir. Bulucusunun ismi ile adlandırılan Cuk dönüştürücüler, diğer dönüştürücülere kıyasla yapısında fazladan bir endüktans ve bir kondansatör bulundurur. Kontrollü anahtar olarak MOSFET ve kontrolsüz anahtar olarak diyot kullanarak oluşturulmuş Cuk dönüştürücüye ait devre yapısı Şekil 43'de gösterilmiştir.



Şekil 43. DA–DA Cuk dönüştürücü devresi

Önceki kısımlarda anlatılan dönüştürücü türlerinde kontrollü anahtarın iletimde olduğu anda enerjinin biriktirilmesi ve kesime geçtiği anda yüke aktarılması işlemi endüktans üstlenirken, bu dönüştürücü türünde bu işlemi C<sub>1</sub> kondansatörü yerine getirmektedir. Dönüştürücü çalışması, kontrollü anahtarın iletim ve kesim durumuna göre iki bölgede incelenmektedir. Şekil 44'de kontrollü anahtarın iletimde olduğu durumda Cuk dönüştürücüye ait eşdeğer devre yapısı gösterilmiştir.



Şekil 44. Cuk dönüştürücüde kontrollü anahtarın iletimde olması durumu

Anahtar iletimdeyken kaynak akımı  $L_1$  endüktansı üzerinden artarak akmaya başlar. Bu durumda  $C_1$  kondansatörü,  $D$  diyotunu ters kutuplar. Dolayısıyla kontrollü anahtarın iletim süresi boyunca  $D$  diyotu kesimde kalacaktır. Böylece  $C_1$  kondansatörü,  $L_2$ ,  $C_2$  ve yük üzerinden boşalmaya başlar. Bu bölgede  $L_1$  endüktans akımı ve  $C_1$  kapasite gerilimi kullanılarak giriş gerilimi ile ortalama çıkış gerilimi arasındaki ilişki aşağıdaki gibi belirlenir.

$$V_g = V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (1.106)$$

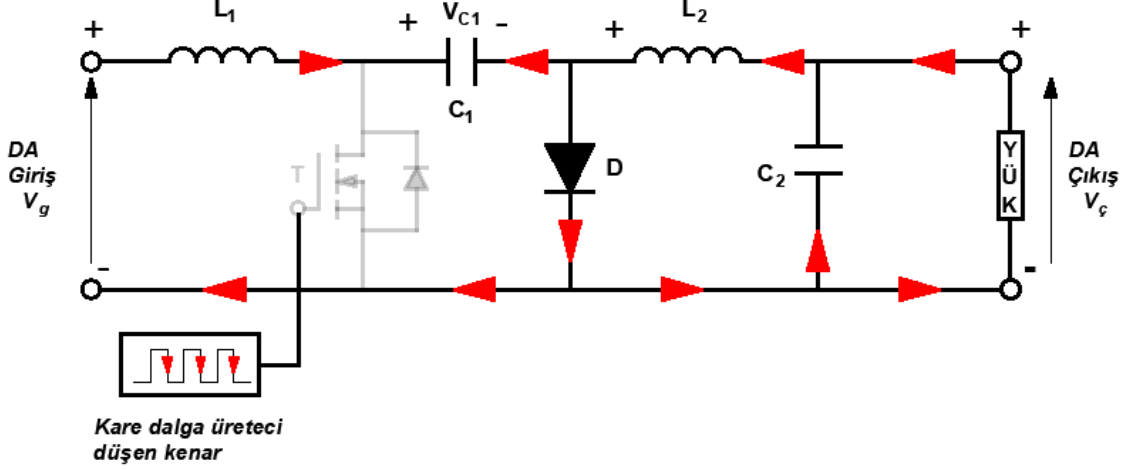
$$\Delta i_{L_1}' = \frac{V_g}{L} kT \quad (1.107)$$

Bu durumda yük gerilimi,  $C_2$  kondansatörünün üzerine düşen gerilime eşit olacağından;

$$V_{L_2} = -V_{C_1} - V_{\varphi} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} \quad (1.108)$$

$$\Delta i_{L_2}' = -\frac{1}{L} (V_{C_1} + V_{\varphi}) kT \quad (1.109)$$

ifadeleri elde edilir. Kontrollü anahtar yalıtım durumuna geçtiğinde  $C_1$  kondansatörü hem  $L_1$  üzerinden akan akım hem de  $L_2$  üzerinden akan akımla dolmaya başlar. Bu durumda yükü  $L_2$  endüktansı beslemektedir.



Şekil 45. Cuk dönüştürücüde kontrollü anahtarın yalıtımda olması durumu

Şekil 45’de anahtarın yalıtım durumunda kaldığı süre boyunca oluşan eşdeğer devre gösterilmiştir. Böylece endüktans akımları ve kapasite gerilimleri;

$$V_{L_1} = V_g - V_{C_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (1.110)$$

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_g - V_{C_1}}{L} (1-k)T \quad (1.111)$$

şeklinde elde edilir. Anahtarın yalıtım durumunda da yük,  $C_2$  kapasitesi tarafından besleneceğinden;

$$V_{L_2} = -V_{C_2} = L \frac{di_{L_2}}{dt} \quad (1.112)$$

$$\Delta i_{L_2} = -\frac{V_g}{L} (1-k)T \quad (1.113)$$

ifadeleri elde edilir. Bir elektriksel tur süresince endüktans üzerinden akan akımın net değişimi sıfır olarak kabul edilir. Bu durumda anahtarın iletim ve kesim durumu için akım değişim ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta i_{L_1}' + \Delta i_{L_1}'' = 0 \quad (1.114)$$

Denklem (1.107) ve (1.111) kullanılarak, denklem (1.114) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\left( \frac{V_g}{L} kT \right) + \left( \frac{V_g - V_{C_1}}{L} (1-k)T \right) = 0 \quad (1.115)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_g}{(1-k)} \quad (1.116)$$

Denklem (1.116)'dan  $C_1$  kondansatörünün gerilimi, giriş gerilimi ile anahtarın görev oranı cinsinden belirlenmiştir. Giriş gerilimi ile ortalama çıkış gerilimi arasındaki ilişki belirlemek için  $L_2$  endüktansının toplam akım değişim ifadesi de sıfıra eşitlendiğinde;

$$\Delta i_{L_2}' + \Delta i_{L_2}'' = 0 \quad (1.117)$$

bağıntısı elde edilecektir. Denklem (1.109) ve (1.113) kullanılarak, denklem (1.117) aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$\left( -\frac{1}{L} (V_{C_1} + V_\xi) kT \right) + \left( -\frac{V_\xi}{L} (1-k)T \right) = 0 \quad (1.118)$$

$$V_{C_1} = -\frac{V_\xi}{k} \quad (1.119)$$

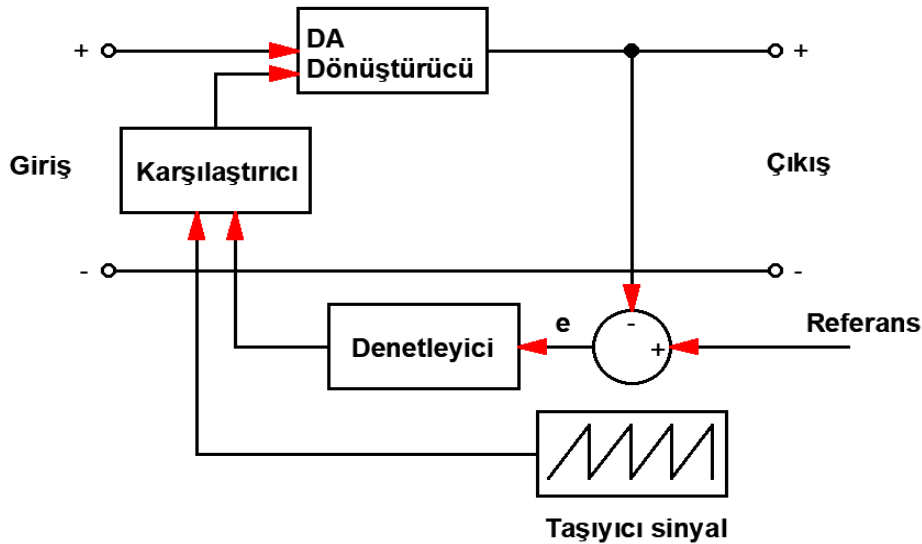
Denklem (1.119), denklem (1.116)'da yerine yazıldığında, giriş gerilimi ve ortalama çıkış gerilimi arasındaki ilişki, anahtarın görev periyodu cinsinden aşağıdaki gibi olacaktır.

$$V_c = -V_g \left( \frac{k}{1-k} \right) \quad (1.120)$$

Denklem (1.120)'den görüldüğü gibi Cuk dönüştürücülerde giriş ve ortalama çıkış gerilimleri arasındaki ilişki, düşüren–yükselten dönüştürücüler ile aynıdır. Ancak bu dönüştürücü türünde endüktans yerine, kondansatör aracılığı ile enerji aktarımı gerçekleştirilmektedir. Bu sebeple  $C_1$  kondansatörünün dalgalanma akımı yüksektir.

## 2.7. DA–DA Dönüştürücülerin Denetimi

Elektriksel sistemlerin birçoğunda istenilen büyüklüklerin elde edilmesi için çeşitli türlerde denetleyiciler kullanılmaktadır. Bu büyüklüklere bir motorun hızı, sürekli mıknatıslı bir motorun endüvi gerilimi veya bir motorun ürettiği moment örnek gösterilebilir. DA–DA dönüştürücülerde de arzu edilen çıkış geriliminin elde edilmesi için bir denetim organına ihtiyaç duyulur.



Şekil 46. Dönüştürücülerin denetimine ait genel blok diyagramı

Denetimin temelinde, dönüştürücünün çıkış geriliminden alınan bir geri besleme ile verilen referans gerilimi karşılaştırılır ve bu büyüklükler arasındaki hata ( $e$ ) belirlenir. Denetleyici, uygun bir denetim işareti üreterek bu hatanın zaman içerisinde minimum



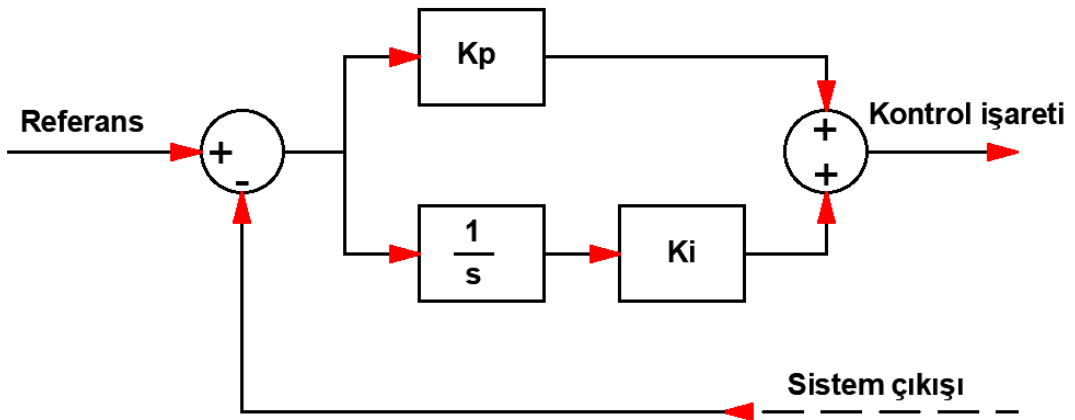
seviyelere düşmesini sağlar. Denetleyici çıkışında üretilen denetim işareti, taşıyıcı işaret ile karşılaştırılarak kıyıcı anahtarı için görev periyodu belirlenir. Bu şekilde çıkış geriliminin denetimi gerçekleştirilir. Şekil 46'da dönüştürücülerin denetimine ait blok diyagram gösterilmiştir. Denetleyici olarak çeşitli türlerde yapılar bulunmaktadır. Bu yapılar öne çıkan özellikleri ile farklı sistemlerde kullanılmaktadırlar. Bu denetleyicilere, endüstride çok sık karşılaşılan oransal–integral denetim yapısı ile son yıllarda büyük gelişim gösteren ve yapay zekânın temeline dayanan bulanık mantık denetim yapısı örnek olarak gösterilebilir.

### 2.7.1. Oransal–İntegral Denetim

Bu denetim yapısı endüstride, kontrol ihtiyacı duyulan hemen her alanda oldukça sık kullanılmaktadır. PI denetim yapısı, oransal (P) ve integral (I) denetim yapılarının birleşmesi ile elde edilir. Bu kontrol türünde P denetimi hata miktarına ve  $K_p$  denetleyici kazancına bağlı olarak oransal bir denetim işareti ( $c_p$ ) üretir.

$$c_p = K_p * e \quad (1.121)$$

Hatanın sabit olması gibi durumlarda P etki, sistemdeki hatayı tek başına giderebilir. Ancak hatanın zaman içerisinde değişmesi durumlarına karşı P etki sabit çıkış üreteceğinden tek başına yeterli olmayacaktır.



Şekil 47. PI denetim yapısının blok diyagramı

Bu durumda, bu değişimi zaman içerisinde azaltacak veya ortadan kaldıracak I etki yapısının P etkiye eklenmesi gerekir. I etkinin avantajı, biriken hataya karşı orantılı bir denetim çıkışı oluşturarak hatanın zaman içinde sıfırlanmasıdır. Öte yandan hatanın biriktirilerek düzeltilmesi işlemi ise sistem cevabını geciktirir. Bu durum ise I etkinin dezavantajıdır [59]. Bu denetim türünde ise I denetim hata miktarında ve  $K_i$  denetleyici kazancına bağlı olarak bir denetim işareti ( $c_i$ ) üretir.

$$c_i = K_i \int (e) dt \quad (1.122)$$

Sonuç olarak bu iki denetim yapısının birleştirilmesi neticesinde hem hata ile orantılı hem de zaman içerisinde bu hatayı sıfırlayacak bir denetim işareti üretilir. Bu iki denetim yapısını birleşimi ile ortaya çıkan denetim organına ait blok diyagram Şekil 47’de gösterilmiştir. Dolayısıyla PI denetim ile üretilen denetim işaretinin transfer fonksiyonu denklem (1.123)’deki gibi olacaktır.

$$C_{PI} = K_p * e + K_i \int (e) dt \quad (1.123)$$

Böylece oransal kazanç  $K_p$ , hatanın değerine göre oransal bir çıkış üretirken integral kazancı  $K_i$ , ise hatanın değişimine orantılı bir çıkış üretecektir. Bu şekilde sistemin hatası minimum seviyelere indirilebilir.

### 2.7.2. Bulanık Mantık Denetim

Son yıllarda, denetim alanında klasik denetleyicilere büyük bir rakip haline gelen bu denetim türünün en öne çıkan özelliği, tasarımcıyı matematiksel işlemlerden kurtarmasıdır. Bulanık mantık tabanlı denetleyicilere, günümüzde otomobil fren sistemlerinden, çamaşır makinelerine, derin donduruculardan, fabrikalardaki ürün kalite denetleme sistemlerine varana kadar hemen her alanda rastlamak mümkündür. Klasik denetim türlerinde (PI, PD, PID), denetleyicinin tasarlanması için birtakım matematiksel ifadelerin çözümlenmesi gerekmektedir. Bu işlem doğrusal sistemler için basit olsa da, doğrusal olmayan sistemlerde tasarımcı tarafından ağır matematiksel işlemlerin çözümlenmesi zorunluluğunu da beraberinde getirir. Ancak, doğrusal olan ya da olmayan herhangi bir sistem için bulanık mantık

denetleyici (BMD) tasarımı yapılırken, o sisteme ait matematiksel ifadelerin çözümlenmesine gerek yoktur. BMD’lerde matematiksel ifadeler yerine bir sistemi sözel ifadelerle dayalı, insan gibi düşünmeye yakın bir sistematik içinde denetleyici bileşenleri hazırlanır [44]. Esasen bulanık mantığın temeli, denetleyici veya gözlemci olduğu bir sistemde, makinelere veya sistem elemanlarına “az”, “orta”, “çok” gibi sözel ifadeleri öğretmektir. Yani makinelere, insan düşüncesine yakın bir karar verme becerisi kazandırır. Bu kazanım ise, uzman kişilerin tecrübelerini denetleyicinin işleyişine yansıtması şeklinde ortaya çıkar. BMD’deki işleyişin daha net bir şekilde anlaşılması için öncelikle bulanıklık kavramının bilinmesi gerekir.

### 2.7.2.1. Bulanıklık Kavramı

Günlük hayatta karşımıza çıkan olayları değerlendirirken veya herhangi bir olayın gerçekleşme ihtimaline dayalı yorum yaparken kullandığımız “düşük, orta, yüksek” gibi göreceli değerler esasen bulanıklık kavramının temelini oluşturmaktadır. İlk kez L.A. Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya konan [60] bulanık mantık kuramı (BMK), Aristo mantık kuramının aksine kesin olmayan değerler üzerine kurulmuştur. Sayısal mantıktaki “açık–kapalı”, “sıcak–soğuk”, “hızlı–yavaş” gibi ikili kesin değerler, bulanık mantıkta “biraz, az, orta, çok, fazla” gibi sözel değişkenler ile ifade edilirler. BMK’da bir değişkenin durumu üyelik derecesi ile ifade edilmektedir. Üyelik derecesi, değişkenin ilgili kümede var olma derecesini gösterir. Ayrıca seçilen değişken aynı anda birden fazla üyelik derecesine sahip olabilir [44]. Örneğin bir otoyolda azami hızın 90km/s olarak tanımlandığını ve bu yolda belirli bir noktada hız denetimi yapan bir radar cihazının olduğunu düşünelim. Bu durumda 90.5km/s hızla sürüş gerçekleştirilen bir otomobilin hızı radar cihazı tarafından “hızlı” olarak tanımlanırken, 89.5km/s hızla seyreden bir otomobilin hızı ise “yavaş” olarak tanımlanacaktır. Bir başka örnekte, ortalama sıcaklığı 25°C olan bir odanın, sıcaklık denetiminin klima gerçekleştirildiğini düşünelim. Bu durumda ikili Aristo mantığına göre 26°C “Sıcak” olarak tanımlanacak ve denetleyici klimayı kapatacaktır. 24°C ise “Soğuk” olarak tanımlanacak ve denetleyici klimayı tekrar çalıştıracaktır. Gerçekte bu değerler birbirine oldukça yakındır ve kesin olarak “hızlı–yavaş”, “sıcak–soğuk” ayrımı yapmak zordur. BMK’da ise hız uzayında “Biraz Hızlı”, ”Hızlı”, “Çok Hızlı” veya sıcaklık uzayında "Biraz Sıcak", "Sıcak" ve "Çok Sıcak" bulanık kümeleri tanımlanabilir. Buna göre verilen ikinci örnek dikkate alındığında 26°C "Biraz Sıcak" kümesinde en küçük üyelik derecesine,

"Çok Sıcak" kümesinde en büyük üyelik derecesine sahip olur. Aynı şekilde 24°C "Biraz Sıcak" kümesinde en büyük, "Çok Sıcak" kümesinde de en küçük üyelik derecesine sahip olacaktır [44]. Böylece sıcaklık, hız vb. değişkenler kesin değerler yerine bulanık değerler ile ifade edilebilecektir. Sıcaklık veya hız gibi başka değişkenler de kendi uzaylarında farklı bulanık kümeler şeklinde tanımlanabilir. Bulanık kümelerin işleyişini anlamak için bulanık kümeler teorisinin bilinmesi gerekir.

### 2.7.2.2. Bulanık Kümeler

Bulanık sistemlerin en temel elemanı olan bulanık kümeler, değişik üyelik derecelerine sahip elemanları olan ve elemanlarının her birine 0 ile 1 arasında üyelik derecesi ( $\mu$ ) atayabilen bir üyelik fonksiyonu ile temsil edilebilir [61]. Klasik küme teorisinde, bir eleman, herhangi bir kümeye ya tamamen aittir ( $\text{var}=1$ ) ya da kesinlikle ait değildir ( $\text{yok}=0$ ). Yani eleman, kümenin elemanıdır yahut değildir. Bu küme teorisinde kesinlik söz konusudur. Bulanık kümelerde ise bir elemanın, kümeye ait olup olmadığından daha önemli olan durum, elemanın kümeye ne kadar ya da hangi üyelik derecesinde ait olduğudur. Klasik kümelerde, elemanların üyelik dereceleri sadece ( $\text{var}=1$ ) ya da ( $\text{yok}=0$ ) değerlerini alabilirken, bulanık kümelerde bu değerlere ek olarak elemanların üyelik derecelerine göre ( $\text{Az}=0.25$ ), ( $\text{Orta}=0.5$ ), ( $\text{Çok}=0.75$ ) gibi değerler alabilir. Esasen klasik ve bulanık kümeler arasındaki en bariz fark da budur. Günlük hayattan bir örnek vermek gerekirse; içi boş olan bir bardak düşünelim. Klasik küme teorisine göre bardak tamamen su ile dolu ise ( $\text{var}=1$ ), yahut tamamen boş ise ( $\text{yok}=0$ ) ifadeleri kullanılır. Ancak bardağın içindeki su miktarının yarıdan az, yarım, yarıdan fazla vb. olması halinde, bu durumu klasik küme teorisine göre değerlendirebileceğimiz bir ifade bulamayız. Ayrıca bardağın, "dolu" kümesinin elemanı olmaktan çıkarılması için ne kadar suyun boşaltılması gerektiğini bilemeyiz. Yahut boş bir bardağın içerisine üç veya dört damla su koyulduğunda bu bardak hala "boş" kümesinin elemanıdır diyemeyiz. Burada kesinlikten söz edilemez. Dolayısıyla bu gibi durumlarda bulanıklık (belirsizlik) oluşur. Bu ve benzeri olayların bir sonucu olarak bulanık mantık teorisi ve bu teorisinin en temel bileşeni olan bulanık kümeler ortaya çıkmıştır. Herhangi bir X uzayında;

$$A = \{(x, \mu_A(x)), x \in X\} \quad (1.124)$$

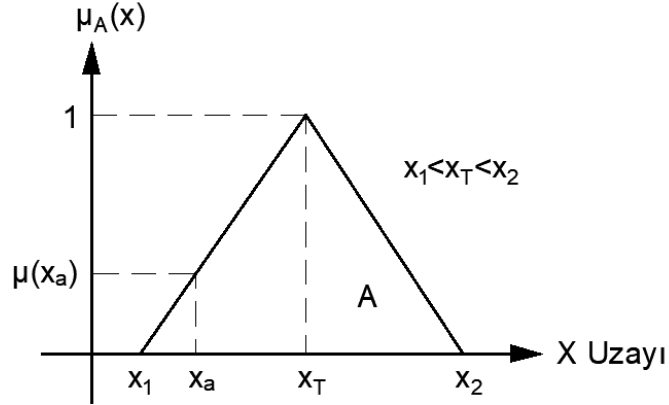
şeklinde tanımlı bulanık A kümesi,

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (1.125)$$

biçiminde sürekli veya

$$A = \sum_{x_i \in X} \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} \quad (1.126)$$

biçiminde ayrık olarak tanımlanabilir [61]. Bulanık kümeler genel olarak bir elemanın üyelik derecesini gösterir ve bu üyelik derecesi bir üyelik fonksiyonu ile temsil edilir. Denetleyici tasarım aşamalarından biri olan üyelik fonksiyonu seçiminde üçgen, yamuk, çan, gaussian, cauchy, sinüzoidal veya sigmoid üyelik fonksiyonları kullanılmaktadır. Bu fonksiyonlar içerisinde en basit ve anlaşılır olan üçgen üyelik fonksiyonu Şekil 48’de gösterilmiştir.



Şekil 48. Üçgen üyelik fonksiyonu [62].

Şekil 48’den görüldüğü gibi X kesin uzayında, xa kesin değeri, bulanık A kümesinde μ\_A(xa) kadar üyelik derecesine sahiptir. Şekil 48’de x1 kesin değerinden önce ve x2 kesin değerinden sonra bulanık A kümesinin, X uzayında elemanın olmayacağı göz önüne alınarak üçgen üyelik fonksiyonunda bulunan elemanların üyelik dereceleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & , \quad x < x_1 \\ \frac{x-x_1}{x_T-x_1} & , \quad x_1 \leq x \leq x_T \\ \frac{x_2-x}{x_2-x_T} & , \quad x_T \leq x \leq x_2 \\ 0 & , \quad x > x_2 \end{cases} \quad (1.127)$$

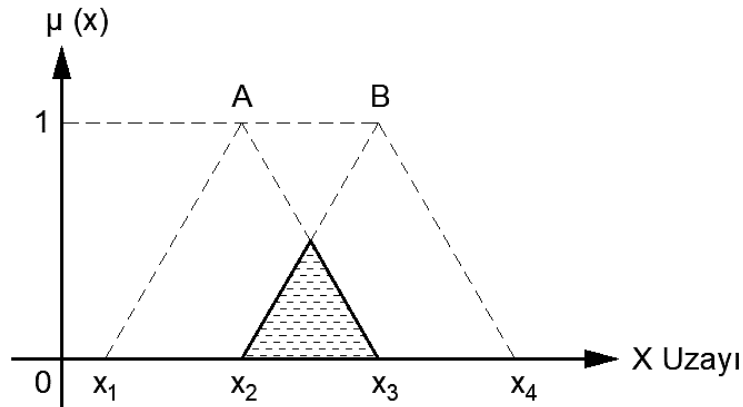
### 2.7.2.3. Bulanık Küme İşlemleri

Klasik küme kuramında kullanılan işlemler, BMK'da da kullanılabilir. Bu işlemler arasında kesişim, birleşim ve değilleme işlemleri bulunmaktadır. Bu işlemler için farklı yapıda fonksiyonlar tanımlanmış olsa da bu bölümde bulanık küme işlemleri Zadeh'in tanımladığı fonksiyonlar üzerinden aşağıdaki gibi açıklanabilir.

Bulanık küme işlemlerinde, klasik kümelerdeki kesişim işlemindeki gibi  $A \cap B$  gösterimi kullanılır. Zadeh, bulanık kümelerdeki kesişim işlemini, herhangi bir  $x$  kesin sayısının  $A \cap B$  bulanık kümesindeki üyelik derecesi,  $A$  ve  $B$  bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ( $\mu_A(x)$ ,  $\mu_B(x)$ ) küçük olanına eşittir şeklinde tanımlamıştır. Bu tanım denklem (1.128)'deki gibi ifade edilir.

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (1.128)$$

$A$  ve  $B$  bulanık kümelerinin kesişim kümesi Şekil 49'daki gibi gösterilebilir.

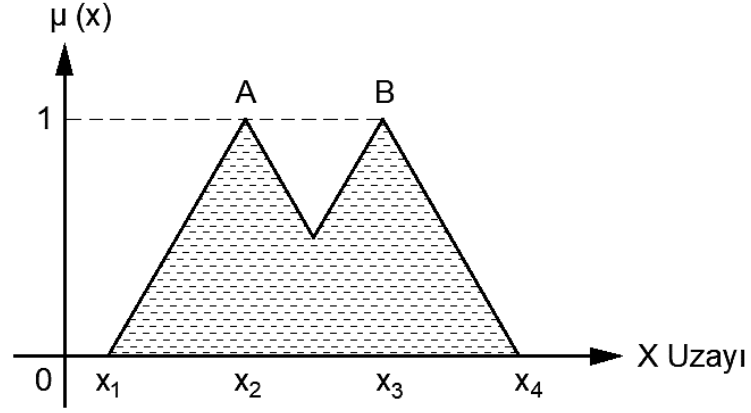


Şekil 49. A ve B bulanık kümelerinin kesişimi

Bulanık kümelerdeki birleşim işlemi, herhangi bir  $x$  kesin sayısının  $A \cup B$  bulanık kümesindeki üyelik derecesi,  $A$  ve  $B$  bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ( $\mu_A(x)$ ,  $\mu_B(x)$ ) büyük olanına eşittir şeklinde tanımlanır ve denklem (1.129)'daki gibi ifade edilir.

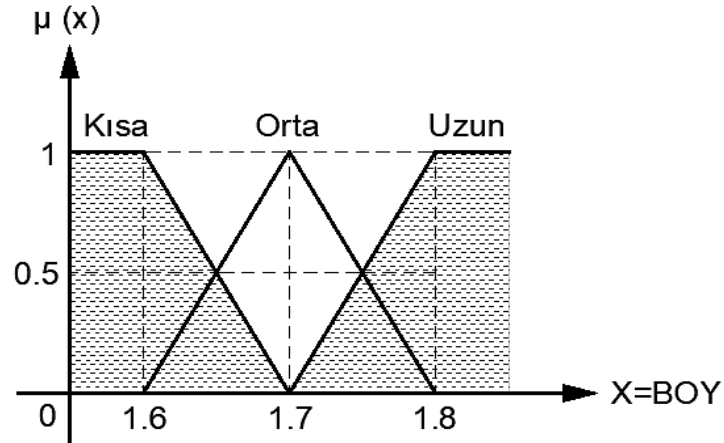
$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (1.129)$$

$A$  ve  $B$  bulanık kümelerinin birleşim kümesi Şekil 50'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 50.  $A$  ve  $B$  bulanık kümelerinin birleşimi

Bir bulanık kümenin,  $X$  uzayındaki değil işlemi ise kümenin dışında kalan elemanlar olarak Şekil 51'deki gibi tanımlanabilir.



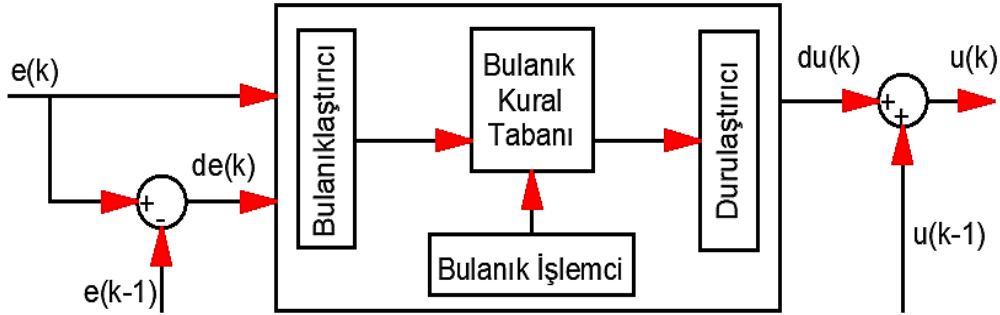
Şekil 51. Bulanık  $B$  kümesinin değil işlemi

Örneğin, yamuk üyelik fonksiyonu ile bir boy uzayında bir bulanık kümenin olduğunu varsayalım. Bu kümenin elemanları “kısa”, “orta” ve “uzun” şeklinde olsun. Bu bulanık kümeleri A=Kısa, B=Orta ve C=Uzun şeklinde tanımlayalım. Bu durumda bulanık B kümesinin değil işlemi denklem (1.30)’da ifade edildiği gibi olacaktır.

$$\mu_{\bar{B}}(x) = 1 - \mu_B(x) \quad (1.130)$$

#### 2.7.2.4. Bulanık Mantık Denetimin Bileşenleri

İlk olarak 1974 yılında Mamdani tarafından kullanılan [63] bulanık mantık denetleyici (BMD), bulanıklaştırıcı, bulanık kural tabanı ve durulaştırıcı olmak üzere temelde üç bileşenden oluşur. BMD temel blok diyagramı Şekil 52’de gösterilmiştir. BMD kesin sayı uzayında hata (e) ve hatanın değişimi (de) olmak üzere iki kesin girişe sahiptir. Bu kesin girişler, bulanıklaştırıcı biriminde, “0” ile “1” aralığında üyelik derecesine sahip bulanık değerlere dönüştürülerek kural tabanına aktarılır.



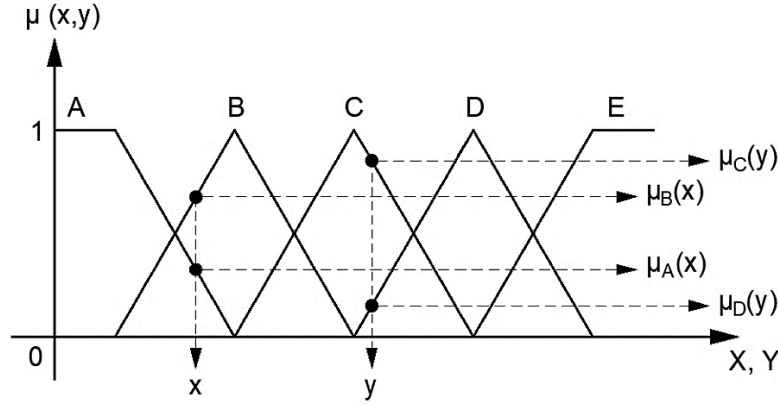
Şekil 52. Bulanık mantık denetleyici temel blok diyagramı

Kural tabanında daha önceden uzman kişiler tarafından oluşturulmuş bulanık kurallar işletilir ve bu işlemin sonucu olarak bulanık değerler meydana gelir. Son olarak bulanık değerler bir durulaştırıcı biriminde tıpkı girişteki gibi kesin değerlere dönüştürülür ve bu kesin değer durulaştırıcı çıkışı (du) olmak üzere çıkışa gönderilir. Denetim işareti (u) ise, çıkışın bir önceki değerinin, durulaştırıcı çıkışına eklenmesi ile elde edilir.



### 2.7.2.4.1. Bulanıklaştırma

Bu işlem, herhangi bir  $X, Y$  uzayında tanımlanan kesin girişlerin  $(x, y)$  seçilen üyelik fonksiyonlarına da bağlı olarak bulanıklaştırılması işlemidir. Herhangi bir değişkenin BMD ile denetleneceğini varsayarak, Şekil 53'deki gibi yamuk üyelik fonksiyonları (A, E) ve üçgen üyelik fonksiyonları (B, C, D) tanımlandığı kabul edilsin.



Şekil 53. Bulanıklaştırma işlemi

Bu durumda şekilden de görüleceği üzere  $x$  kesin girişi bulanık A ve B kümelerinin üyesi iken,  $y$  kesin girişi ise bulanık C ve D kümelerinde üyeliği mevcuttur. Denetimin ilk adımı olan bu işlem ile herhangi bir sistemde çıkıştan alınan bir geri besleme veya doğrudan dışarıdan verilen referans değerler bulanık değerlere dönüştürülmüş olur.

### 2.7.2.4.2. Bulanık Kural Tabanı ve Bulanık İşlemci

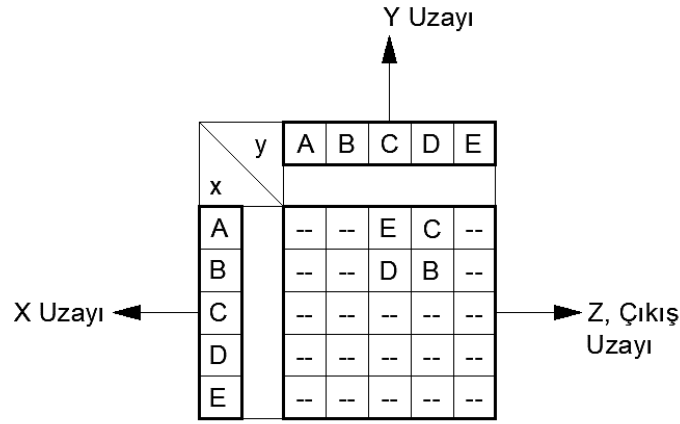
Bulanık mantık denetimin ikinci adımı olan bulanık kural tabanı, uzman kişiler tarafından oluşturulan ve denetim işlemi gerçekleştirilmek için tasarlanan bulanık denetim kurallarını içerir. Uzman bir personelin tecrübelerini bir denetleyiciye aktarması, insan-makine etkileşimini ortaya çıkarır. Kural tabanı, öğrenme ve karar verme gibi insana özgü yeteneklerin makinelere aktarılmasında en temel araçların başında gelmektedir.

Kural tabanı oluşturulurken, bulanık küme sayısı dikkate alınır. Şekil 53'de  $x$  ve  $y$  kesin sayı girişlerinin her birinin uzayında beş bulanık küme tanımlanmıştır. Bu bulanık kümeler kural tablosuna yerleştirildiğinde ortaya yirmi beş ihtimal çıkacaktır. Uzman kişiler,

ortaya çıkan bütün ihtimalleri göz önünde bulundurarak denetleyicinin kural tabanını aşağıdaki gibi sözel ifadelere ve neden–sonuç ilişkisine bağlı olarak oluşturur.

Eğer  $x=...$  ve  $y=...$  ise, o zaman  $z=...$  dir.

Bu şekilde bütün  $x$  ve  $y$  bulanık girişlerine karşılık,  $z$  uzayında üretilecek bulanık çıkış, bu kural tabanı ile belirlenmiş olur.



Şekil 54. Bulanık kural tablosu [44].

Şekil 53'deki bulanıklaştırıcı çıkışlarına göre aktif olacak çıkış bulanık kümeleri Şekil 54'de görülmektedir. Böylece aktif kurallar neden–sonuç ilişkisine bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

Kural 1: Eğer  $x=A$  ve  $y=C$  ise, o zaman  $z=E$ 'dir.

Kural 2: Eğer  $x=A$  ve  $y=D$  ise, o zaman  $z=C$ 'dir.

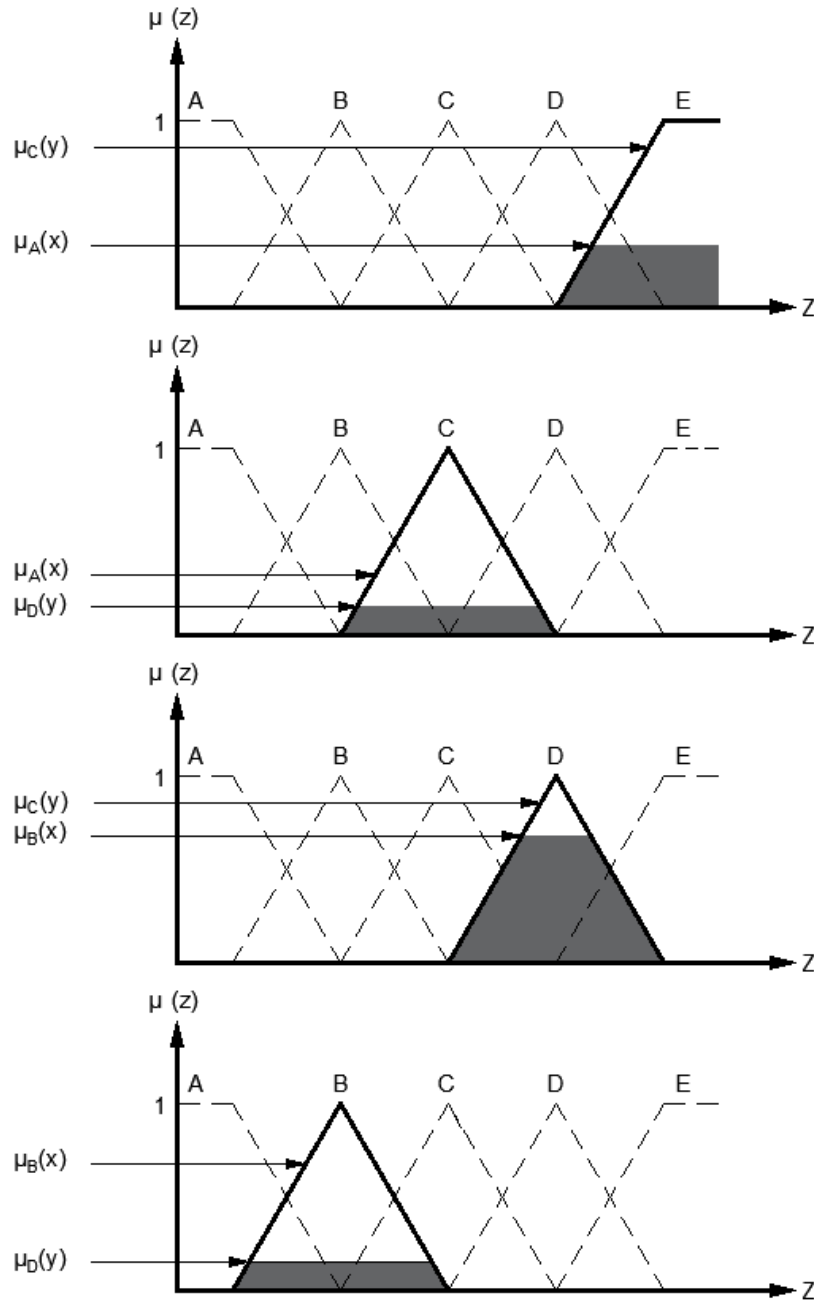
Kural 3: Eğer  $x=B$  ve  $y=C$  ise, o zaman  $z=D$ 'dir.

Kural 4: Eğer  $x=B$  ve  $y=D$  ise, o zaman  $z=B$ 'dir.

Burada iki ihtimali birbirine bağlayan “ve” bağlacı, bulanık küme teorisine göre kesişim işlemini temsil etmektedir. Denklem (1.128) kullanılarak aktif kuralların sonucu denklem (1.131)'deki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned}
 \mu_E(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_C(y)] \\
 \mu_C(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_D(y)] \\
 \mu_D(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_C(y)] \\
 \mu_B(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_D(y)]
 \end{aligned}
 \tag{1.131}$$

Denklem (1.131)'deki aktif kuralların işletilmesi, Şekil 55'de görsel olarak verilmiştir.



Şekil 55. Aktif kuralların işletilmesi

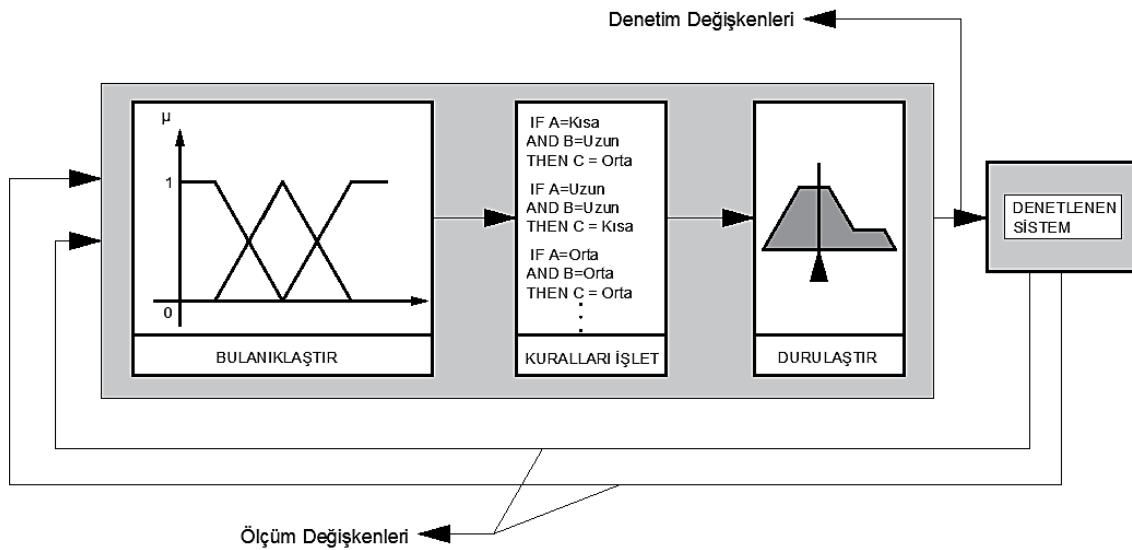
### 2.7.2.4.3. Durulaştırma

Denetimin son aşaması olan durulaştırma işleminde, uzman kişilerin tecrübeleri doğrultusunda hazırlanan ve bulanık kural tabanında işletilen aktif kurallar tek ve kesin bir değere dönüştürülürler. Durulaştırma işlemi için literatüre sunulmuş çeşitli yöntemler mevcuttur. Bunlar arasında alanların merkezi, maksimumların ortalaması, Sugeno, Tsukamoto gibi farklı yöntemler vardır [61]. Durulaştırma işleminde alanların merkezi yöntemi kullanıldığında;

$$z = \frac{\sum_{k=A}^E \mu_k(z_k) z_k}{\sum_{k=A}^E \mu_k(z_k)} \quad (1.132)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (1.132)'de k, çıkıştaki aktif bulanık kümeyi ve z, denetleyici çıkışını temsil etmektedir. Ayrıca  $\mu_k(z_k)$ , aktif kuraldan bulanık çıkışa ait elde edilen üyelik derecesi ve  $z_k$  da aynı kuraldaki aktif çıkış bulanık kümesinde en büyük üyeliğe sahip kesin çıkış değeridir [44].

Genel olarak yukarıda anlatılan BMD bileşenlerinin herhangi bir sistem üzerindeki işleyişi Şekil 56'da gösterilmiştir.



Şekil 56. BMD'nin işleyişi

### 3. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

#### 3.1. Giriş

FDAM'nin düşük ve yüksek hızlı olarak iki hız bölgesine ayrılması, doğrudan motorun ürettiği zıt EMK büyüklüğü ile ilişkilidir. Şayet  $U_{dc} > 4E_m$  ise FDAM düşük hızlı,  $U_{dc} < 4E_m$  ise FDAM yüksek hızlı olarak kabul edilmektedir. Dolayısıyla komütasyon anlarında, düşük hızlı uygulamalarda evirici giriş gerilimi düşürmek, yüksek hızlı uygulamalarda ise bu gerilimi yükseltmek gerekir.

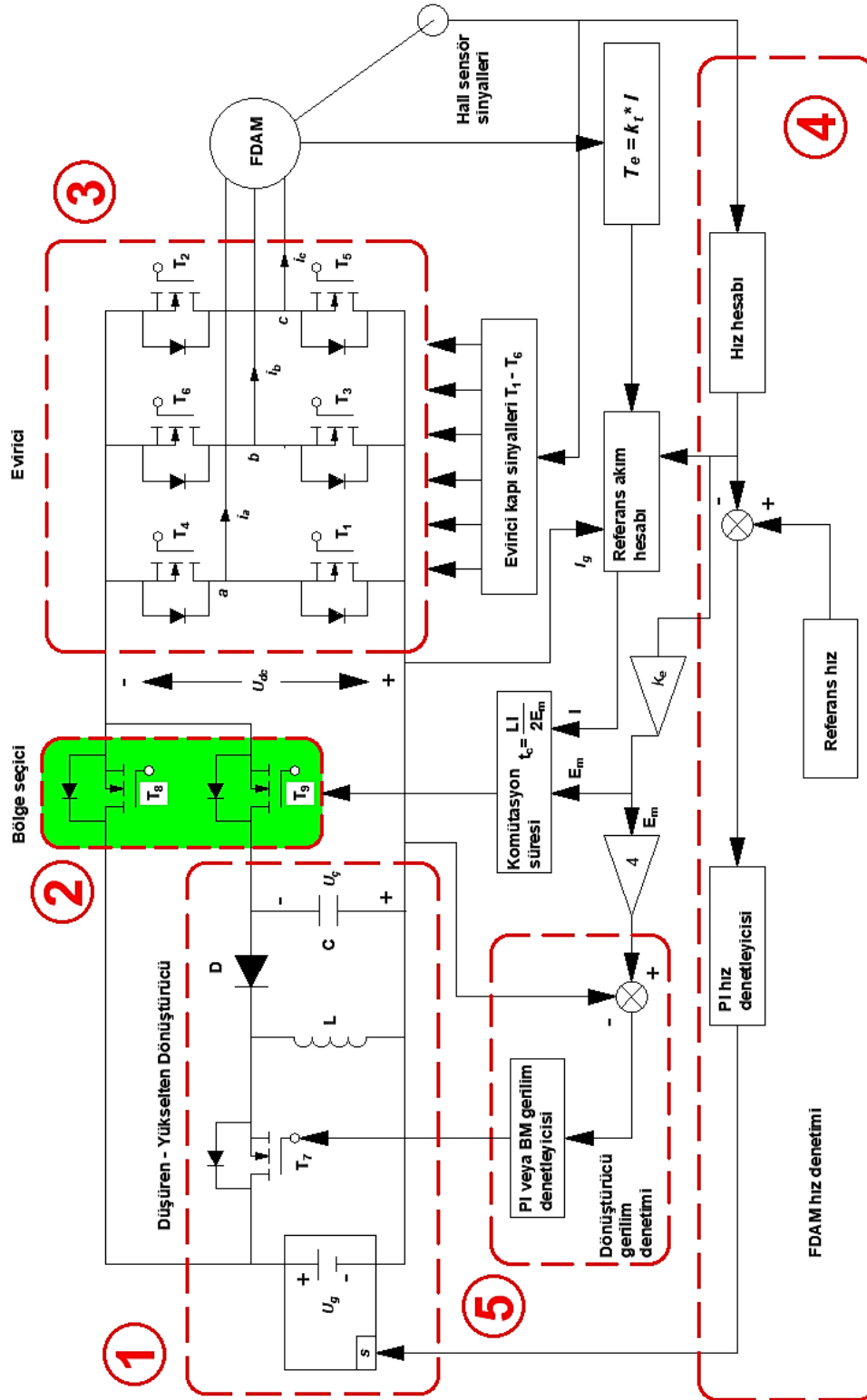
KMD'nin azaltılması düşük ve yüksek hızlar için ayrı ayrı yapılabildiği gibi hem düşük hem de yüksek hızlar için de yapılabilmektedir. Düşük hızlı uygulamalarda KMD'yi azaltmak için düşüren dönüştürücü, yüksek hızlı uygulamalarda, yükselten dönüştürücü hem düşük hem de yüksek hızlarda KMD'yi azaltmak için düşüren–yükselten dönüştürücü kullanılmalıdır. Bu tez çalışmasında hem düşük hem de yüksek hız bölgelerinde çalışabilen FDAM'nin, çalışması sırasında meydana gelen moment dalgalanmalarını azaltmak amacıyla düşüren–yükselten dönüştürücü kullanılmıştır.

Bölüm 1.10'da KMD'nin azaltılması için komütasyon aralıklarında evirici giriş geriliminin, üretilen zıt EMK'nın dört katına eşit olması gerektiği teorik olarak gösterilmişti. Bu iki büyüklüğün birbirine eşit olması hem komütasyon sürelerinin aynı olmasını hem de iletme giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimlerinin aynı oranda değişmesini sağlayacaktır. Denklem (1.43) ve (1.44)'de faz akımlarının sırasıyla düşme ve yükselme süreleri hesaplanmıştır. Buna göre  $U_{dc}$ 'nin  $4E_m$ 'ye eşit olduğu kabul edildiğinde komütasyon süreleri de bu denklemler yardımıyla kolaylıkla hesaplanabilir. Ancak komütasyon süreleri çok kısa olduğundan uygulamada bu iki değeri tam olarak birbirine eşit tutmak oldukça zordur. Dolayısıyla  $U_{dc}$  ve  $4E_m$  mümkün olabildiği ölçüde birbirine yakın tutulursa, KMD önemli ölçüde azaltılabilir.

#### 3.2. Sunulan Çalışmada Kullanılan Devre Yapıları

Öncelikle FDAM'nin çalışmasını iki bölgeye ayırmak için bir bölge seçici devre tasarlanmıştır. Bu devre sayesinde evirici girişine, komütasyon bölgelerinde farklı, iletim

bölgelerinde farklı gerilimler uygulanmıştır. Yapılan çalışmaya ait blok diyagram Şekil 57' de gösterilmiştir.



Şekil 57. Sunulan çalışma yöntemine ait bütün blok diyagram

Şekil 57’de sunulan çalışmaya ait blok diyagram beş bloğa ayrılmış ve 1’den 5’e kadar numaralandırılmıştır. Bu blokların görevleri sırasıyla aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1.) Düşüren–yükselten dönüştürücü bloğu: Bu blok sayesinde, evirici giriş gerilimi komütasyon ve iletim bölgelerinde istenilen seviyeye ayarlanabilir. Bu blok içerisinde bulunan ayarlı DA gerilim kaynağı, hız geri beslemesinden alınan işaret ile hız değişimlerine orantılı bir gerilim seviyesi üretir. Dolayısıyla FDAM’nin hız denetimi, tıpkı klasik DA motorlarda olduğu gibi sargı geriliminin kontrol edilmesiyle de gerçekleştirilebilir. Ancak böyle bir kontrol sisteminde KMD varlığını sürdürecektir.

2.) Bölge seçici bloğu: Bu blokta, iki adet paralel bağlı yarı iletken anahtar (MOSFET) bulunmaktadır. Bu anahtarlar, FDAM’nin çalışmasını iletim ve komütasyon olarak iki bölgeye ayırmak için kullanılmıştır. İletim bölgelerinde  $T_8$  anahtarı iletimdeyken, komütasyon bölgelerinde ise  $T_9$  anahtarı iletimde kalmaktadır. Esasen bu bloğun gerçek görevi, hangi bölgelerde kaynak geriliminin, hangi bölgelerde dönüştürücü çıkış geriliminin kullanılacağını belirlemektir. Bu sayede komütasyon anlarında evirici giriş gerilimi, arzu edilen genliğe ayarlanır ve KMD minimum seviyeye indirilir.

3.) Evirici bloğu: FDAM’lerde komütasyonun elektronik olarak gerçekleştirilebilmesi için evirici bloğunun kullanılması zorunludur. Bu blok, girişten uygulanan DA gerilimi aynı genlikte AA gerilime dönüştürür. Bu dönüşüm, FDAM’nin yapısında hem sürekli mıknatısların bulunması hem de faz sargılarının, duran stator üzerine yerleştirilmiş olmasından dolayı kaçınılmazdır. Yani FDAM’lerde sürekli mıknatıslar bulunduğundan, bu mıknatıslar tarafından oluşturulan manyetik alan sürekli ve sabittir. Aynı zamanda DA gerilim bile beslenen FDAM’de döner alan oluşamaz. Bu durum ise evirici kullanma zorunluluğunu beraberinde getirir. Düşüren–yükselten dönüştürücülerde, çıkış geriliminde polarite terslemesi olduğundan evirici bloğu da bu duruma uygun olması için ters tasarlanmıştır.

4.) FDAM hız denetimi bloğu: Bu blok sayesinde, rotordan alınan hız geri beslemesi rotor referans hızı ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucu hız hatası hesaplanmış ve bu hata bir PI kontrolör aracılığı ile elimine edilmeye çalışılmıştır. Ayrıca KMD’yi azaltmak için komütasyon süresi boyunca evirici girişine uygulanacak olan  $4E_m$  gerilimi de, rotor hızı ile zıt EMK arasındaki ilişkiden elde edilmiştir.

5.) Dönüştürücü gerilim denetimi bloğu: Bu blok ise dönüştürücünün, arzu edilen gerilim seviyesini sağlaması ve bu gerilim seviyesini sürekli hal halinde koruması için

tasarlanmıştır. Dönüştürücünün çıkışından alınan bir geri besleme ile komütasyon anlarında üretilmek istenen evirici gerilimi ( $4E_m$ ) karşılaştırılmış ve ortaya çıkan hata ise PI veya BM denetleyiciler ile sıfırlanmaya çalışılmıştır. Bu blok sayesinde dönüştürücü çıkış gerilimi yarı iletken anahtarın görev periyodu üzerinden istenilen değere ayarlanabilir.

Şekil 57’de bu bloklar dışında kalan referans akım hesabı, FDAM’nin ürettiği moment büyüklüğü yardımıyla elde edilmiştir. FDAM sürekli mıknatıslı olduğundan, bu tip motorlarda üretilen moment ile motorun kaynaktan çektiği akım arasında sabit bir oran bulunur. Yani kaynak akımında anlık olarak meydana gelebilecek bir bozulmanın etkisi, doğrudan çıkış momentinde de görünecektir. Dolayısıyla KMD’nin azaltılması için öncelikle faz sargı akımlarındaki değişimlerin azaltılması gerekmektedir.

### 3.3. Sunulan Çalışmanın Benzetim Modeli

KMD’nin azaltılmasında,  $4E_m$  geriliminin evirici girişine ne kadar süre ile uygulanması gerektiğini bilmek için komütasyon zamanının hesaplanması gerekir. Bu süre denklem (1.43) ve (1.44) kullanılarak ve komütasyon anında  $U_{dc}=4E_m$  olacağını göz önünde bulundurarak aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$t_{d(U_{dc}=4E_m)} = \frac{3LI_m}{U_{dc} + 2E_m} = \frac{3LI_m}{4E_m + 2E_m} = \frac{LI_m}{2E_m} \quad (1.133)$$

$$t_{y(U_{dc}=4E_m)} = \frac{3LI_m}{2(U_{dc} - E_m)} = \frac{3LI_m}{2(4E_m - E_m)} = \frac{LI_m}{2E_m} \quad (1.134)$$

Denklem (1.133) ve (1.134)’ den görüldüğü gibi iletimden çıkan fazın akımının sıfıra düşme süresi ( $t_d$ ) ve ilettime giren fazın akımının maksimum seviyeye yükselme süresi ( $t_y$ ) eşitlenmiştir. Bu eşitlik, faz komütasyonlarının aynı anda gerçekleşeceği anlamına gelmektedir. Ayrıca, eşitliklerin sağ tarafında bulunan denklemlerdeki büyüklükler de aynı olduğundan, faz akımlarının eğimlerinin de bu süre içerisinde birbirine eşit olacağı net bir şekilde ifade edilebilir. Dolayısıyla FDAM’lerde hem komütasyon sürelerinin eşitlenmesi hem de bu süre içerisinde gelen ve çıkan faz akımlarının eğimlerinin aynı oranda değiştirilmesi, KMD’yi tamamen yok edebilir. Yapılan teorik analizler yardımıyla



tasarlanan benzetim bloğu Şekil 58'de gösterilmiştir. FDAM'lerde, KMD'nin azaltılması için gerçekleştirilen bu tez çalışmasında Matlab/SIMULINK ortamında üç farklı benzetim modeli tasarlanmıştır. Bu modellerden Şekil 58a, literatürde FDAM'lerin hız kontrolünde kullanılan klasik denetim yöntemini temsil etmektedir. Şekil58b, KMD'yi azaltmak üzere kullandığım düşüren–yükselten dönüştürücünün denetimini, PI denetleyici ile gerçekleştirdiğim modeldir. Şekil 58c ise PI denetleyici yerine BM denetleyici kullandığım modeldir.

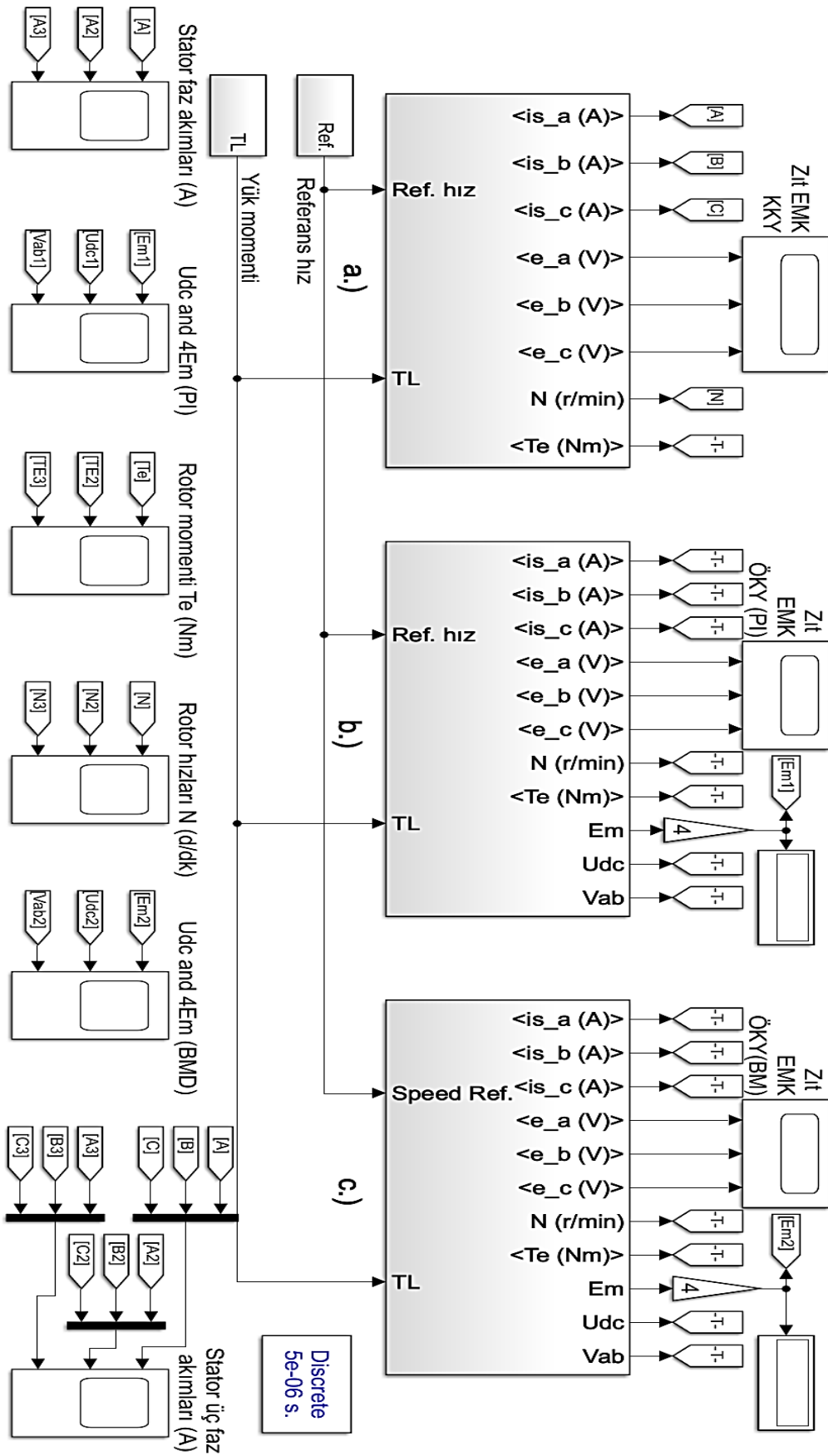
Benzetim modelinin sol kısmında sırasıyla, stator faz akımları (tek faz), evirici giriş gerilimi ile zıt EMK, rotorun ürettiği moment, rotorun dönüş hızı ve son olarak stator faz akımları (üç faz) ölçüm üniteleri bulunmaktadır.

Ayrıca FDAM'ye farklı sürelerde referans hızlar ve farklı yük momentleri ( $T_L$ ) uygulamak için gereken bloklar görülmektedir. Bu bloklar yardımıyla, tasarımı yapılan bütün modellere aynı referans hızlar ve aynı yük momentleri uygulanarak modellerin çıkışları gözlenmiştir.

### 3.4. Kullanılan Fırçasız Doğru Akım Motorunun Parametreleri

Her üç benzetim modeli için de kullanılan sürekli mıknatıslı FDAM'ye ait devre parametreleri aşağıdaki gibidir.

- Stator sargı direnci : 2.875  $\Omega$ /Faz
- Stator sargı endüktansı : 0.0085 H/Faz
- Gerilim katsayısı (Faz–Faz arası) : 146.60 Vmax/krpm
- Moment katsayısı : 1.4 Nm/Amax
- Eylemsizlik momenti : 0.0008 kgm<sup>2</sup>
- Sürtünme katsayısı : 0.001 Nm.s
- Kutup sayısı : 8
- Nominal gerilim : 500 V
- Nominal güç : 1 kW

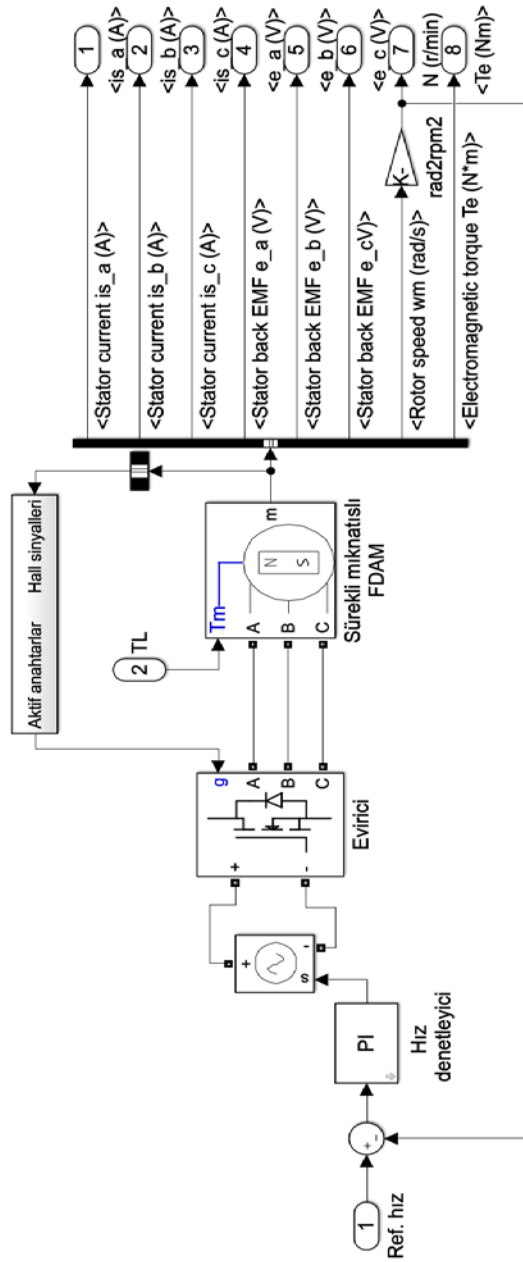


Şekil 58. Sunulan çalışmanın benzetim modeli

### 3.5. Benzetim Modellerinin Çalıştırılması Ve Ölçümler

#### 3.5.1. Klasik Denetim Yöntemi

Sunulan çalışmanın etkinliğini göstermek amacıyla öncelikle uygulamada kullanılan klasik denetim yöntemine ait sonuçlar incelenecektir. Bu yöntemde, FDAM'nin sadece hız denetimi gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla akım, moment vb. büyüklüklerdeki salınımlar, klasik denetimde maksimum düzeydedir.



Şekil 59. Klasik denetim yönteminin benzetim modeli

Şekil 59'da klasik FDAM hız denetim bloğu gösterilmiştir. Görüldüğü gibi hız büyüklüğünden alınan bir geribesleme ile referans hız ile karşılaştırılmıştır. Denetleyici bu hatayı elimine etmek için ürettiği denetim işareti ile ayarlı DA kaynak üzerinden motorun hızını denetlemektedir. Bu şekilde gerçekleştirilen bir hız denetim sistemi, geleneksel DA motorların endüvi gerilim denetimine benzemektedir. Yani sargılara uygulanan gerilimin büyüklüğü ile motorun hızı kontrol edilmektedir. Öte yandan hall etki sensörleri yardımıyla hangi anahtarların aktif olacağı bilgisi eviriciye iletilmektedir. Evirici ise bu bilgi ile gerekli olan anahtarların iletim/kesim durumlarını değiştirerek FDAM'nin moment üretmesi için gereken döner manyetik alanın oluşumunu sağlamaktadır.

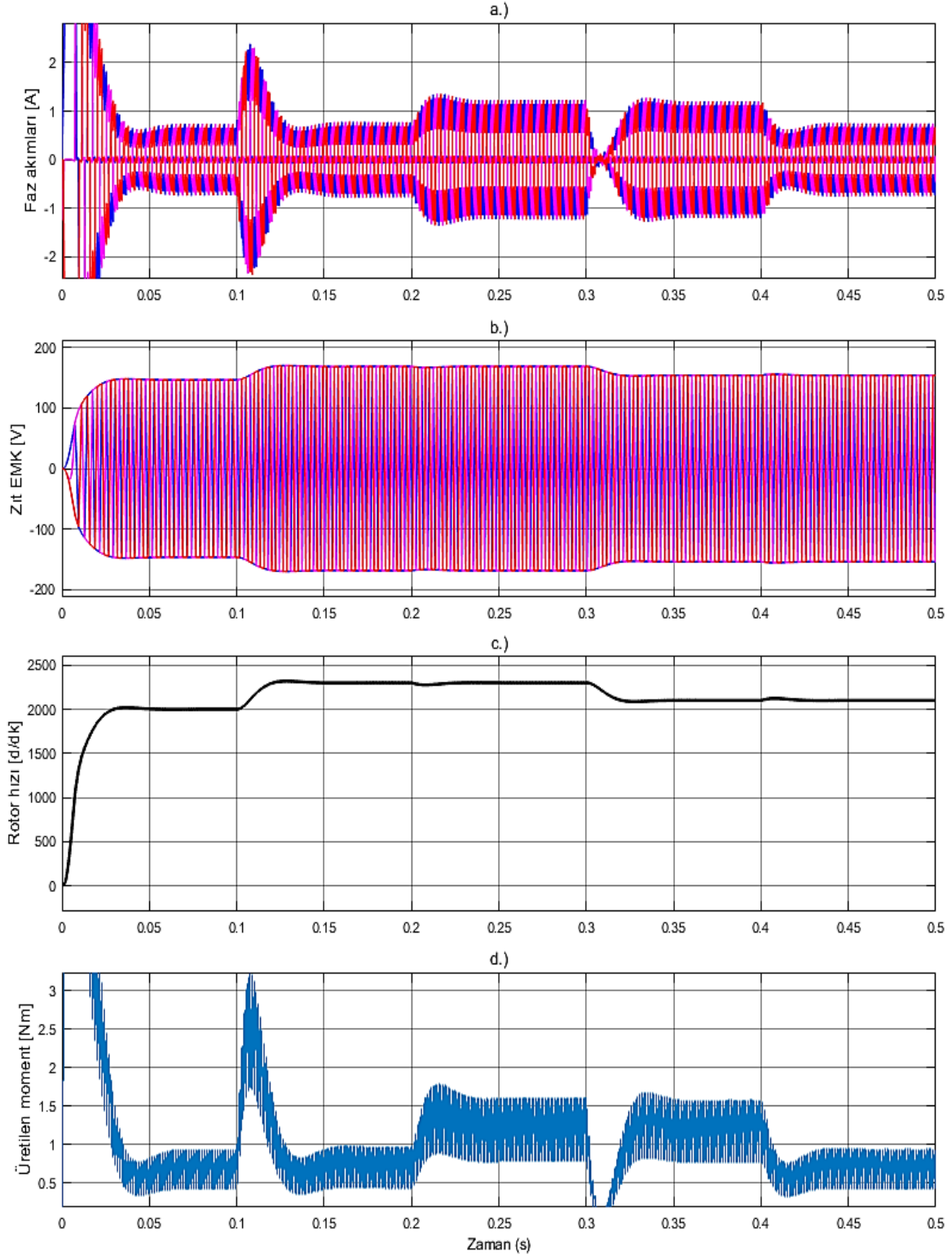
Şekil 60'da hız denetimi yapılan FDAM'nin benzetim sonuçları gösterilmiştir. Benzetimde sırasıyla, stator faz akımları, stator faz zıt EMK'ları, rotor hızı ve motorun ürettiği moment büyüklükleri ölçülmüştür. Ayrıca sunulan çalışmanın etkinliğini ve uygulanabilirliğini göstermek amacıyla, referans hızlar ve yük momentleri, zamanın belirli anlarında aşağıda verilen tabloya göre değiştirilmiştir.

Tablo 3. Referans hızların ve yük momentinin değişimi

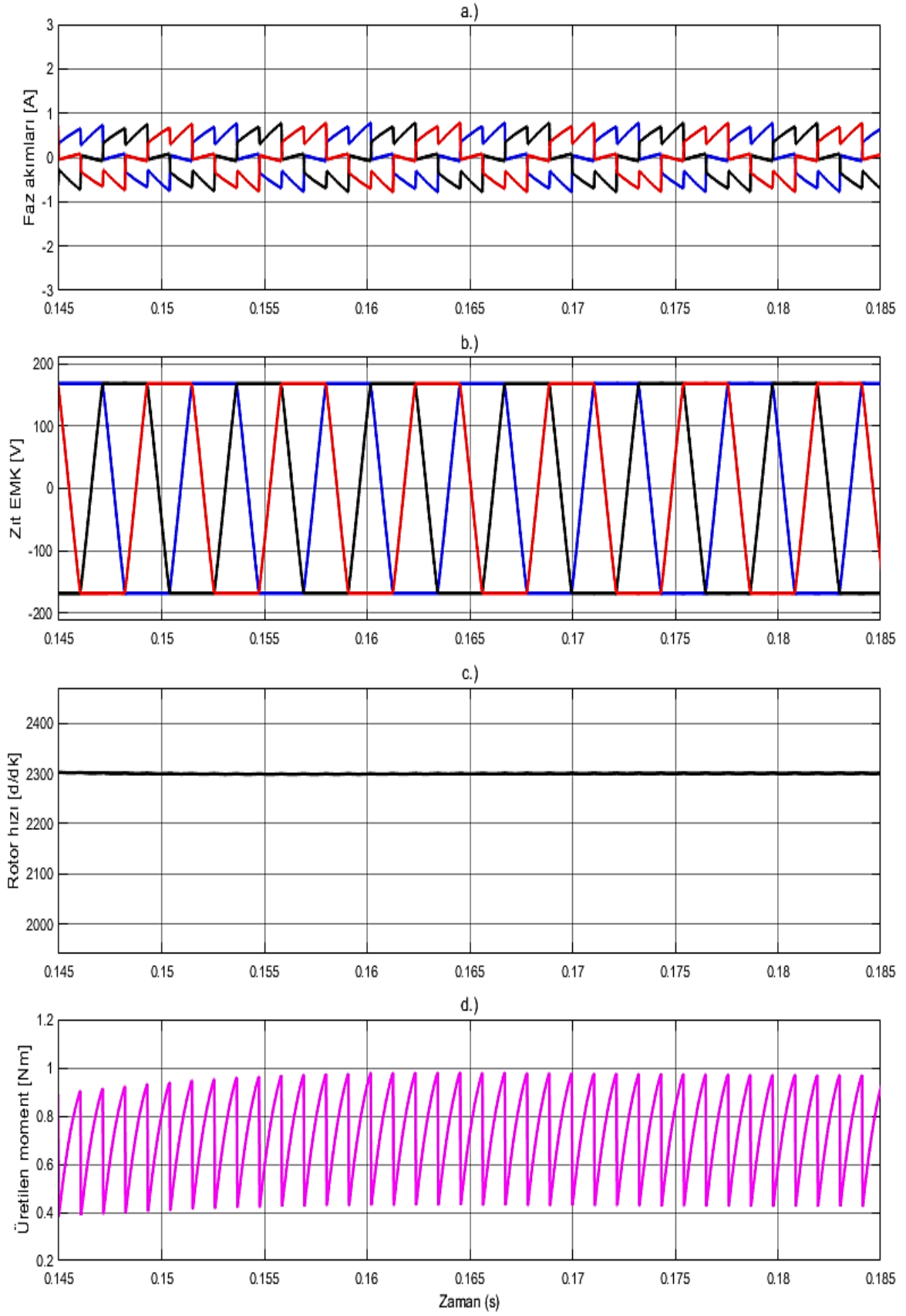
Süre	Referans hız [d/dk]	Yük Momenti [Nm]
$0 < t < 0.1$	2000	0.5
$0.1 < t < 0.2$	2300	0.5
$0.2 < t < 0.3$	2300	1
$0.3 < t < 0.4$	2100	1
$t > 0.4$	2100	0.5

Şekil 60a'da akım grafiğine bakıldığında, faz akımlarında meydana gelen dalgalanmalar tam olarak anlaşılmadığı için Şekil 61, 62, 63 ve 64'de yakınlştırılmış sonuçlar da gösterilmiştir. Şekil 61a ve Şekil 61b'de görülen siyah, mavi ve kırmızı renklerin her biri, bir fazın ilgili büyüklüğünü temsil etmektedir. Görüldüğü gibi eviricideki anahtarların her konum değişiminde faz akımlarında testere dişine benzer dalgalanmalar oluşmaktadır. Bu dalgalanmalar ise Şekil 61d'de moment üzerinde doğrudan görünmektedir. Ayrıca bu durumun Şekil 61c'deki hız büyüklüğünde de küçük de olsa salınımlar meydana getirdiği görülmektedir. Bu salınımlar ise sabit moment ve sabit hız istenilen uygulamalarda

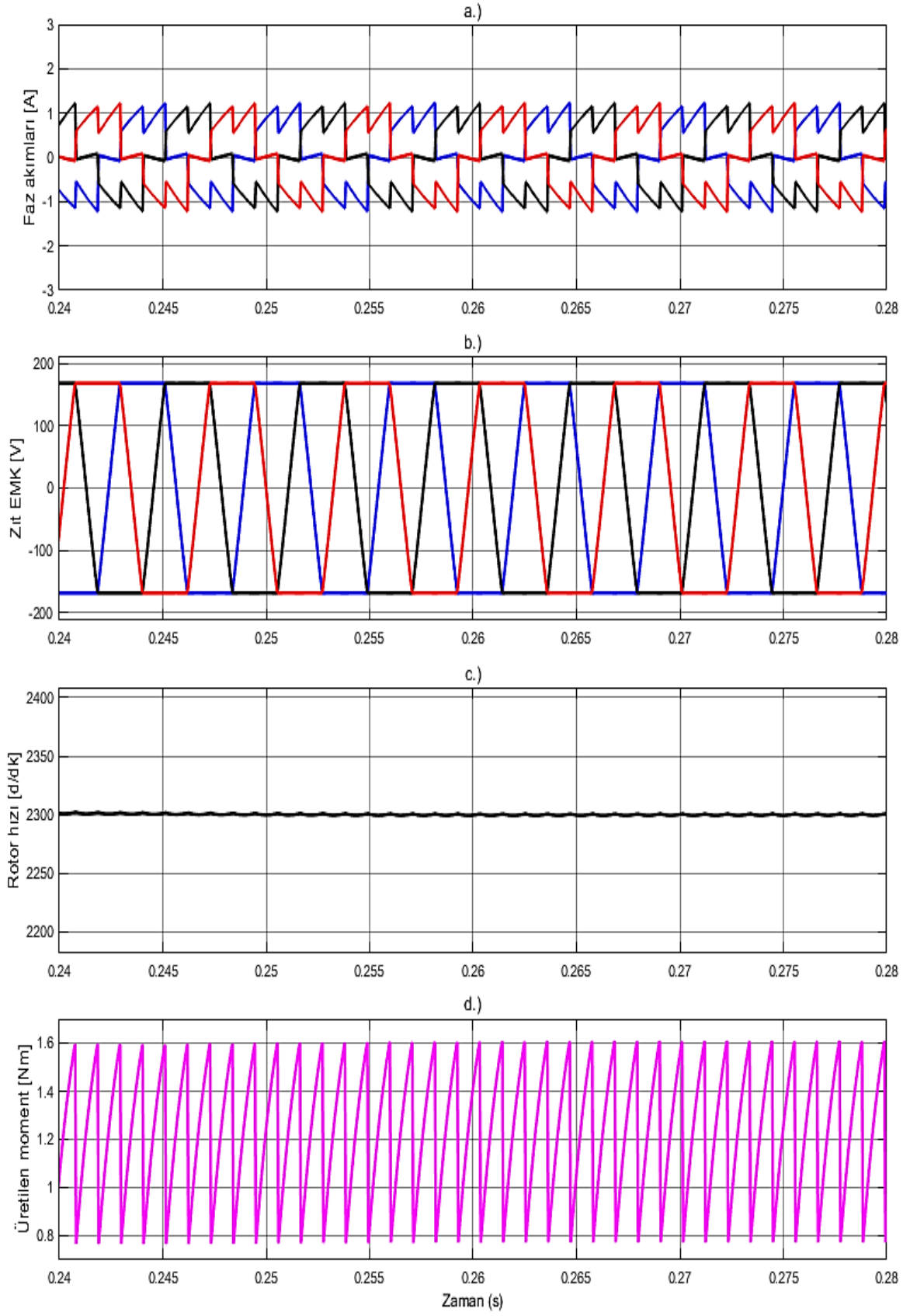
FDAM'lerin kullanım alanlarını oldukça kısıtlamaktadır. Dolayısıyla bu dalgalanmaların elimine edilmesi FDAM'lerin kullanımında için çok önemli bir avantaj sağlayacaktır.



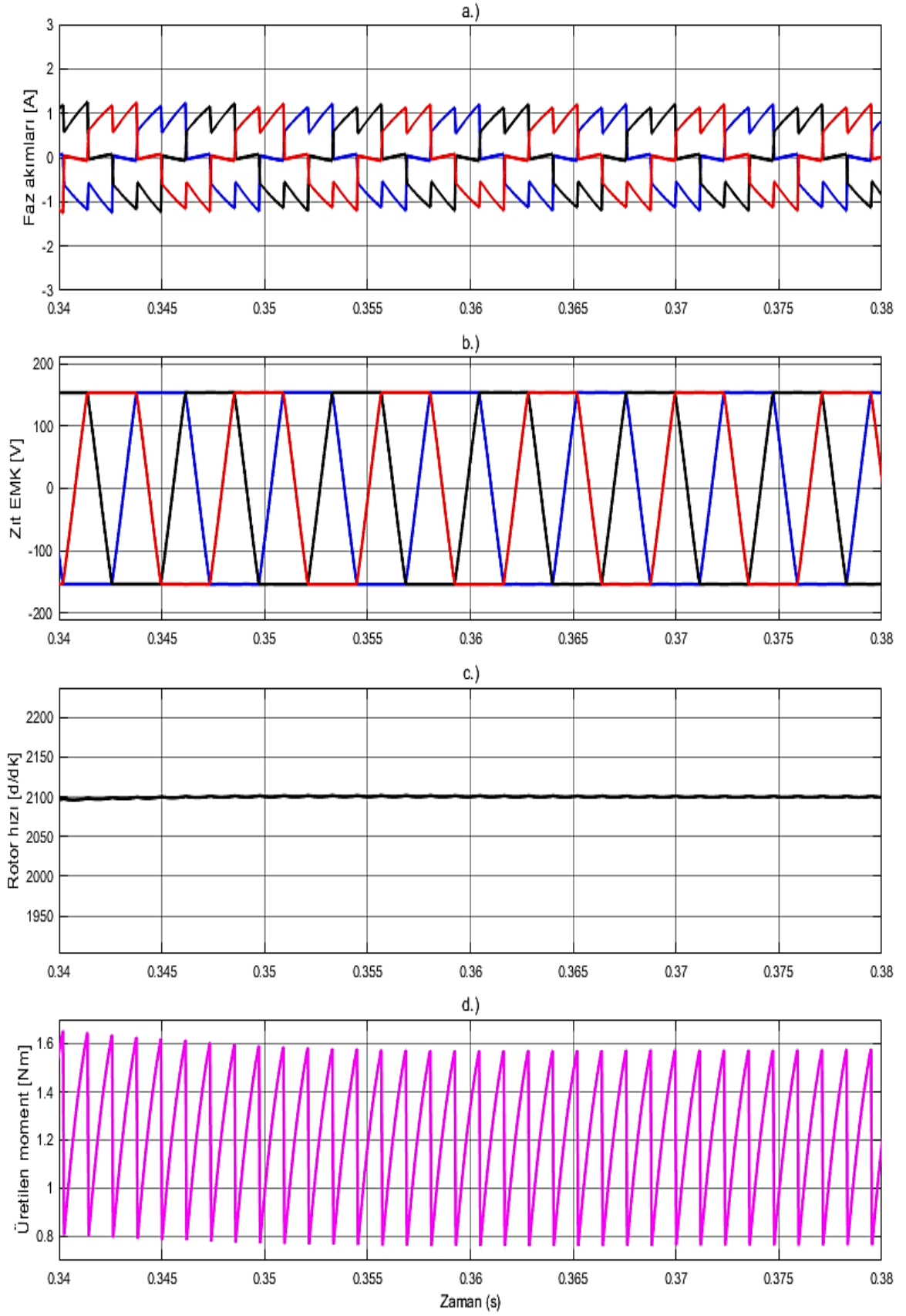
Şekil 60. Benzetim sonuçları; klasik denetim ile a.) Faz akımları, b.) Zıt EMK'lar, c.) Rotor hızı ve d.) Üretilen moment



Şekil 61. Klasik denetim sonuçları ( $N=2300$  d/dk,  $T_L=0.5$  Nm)

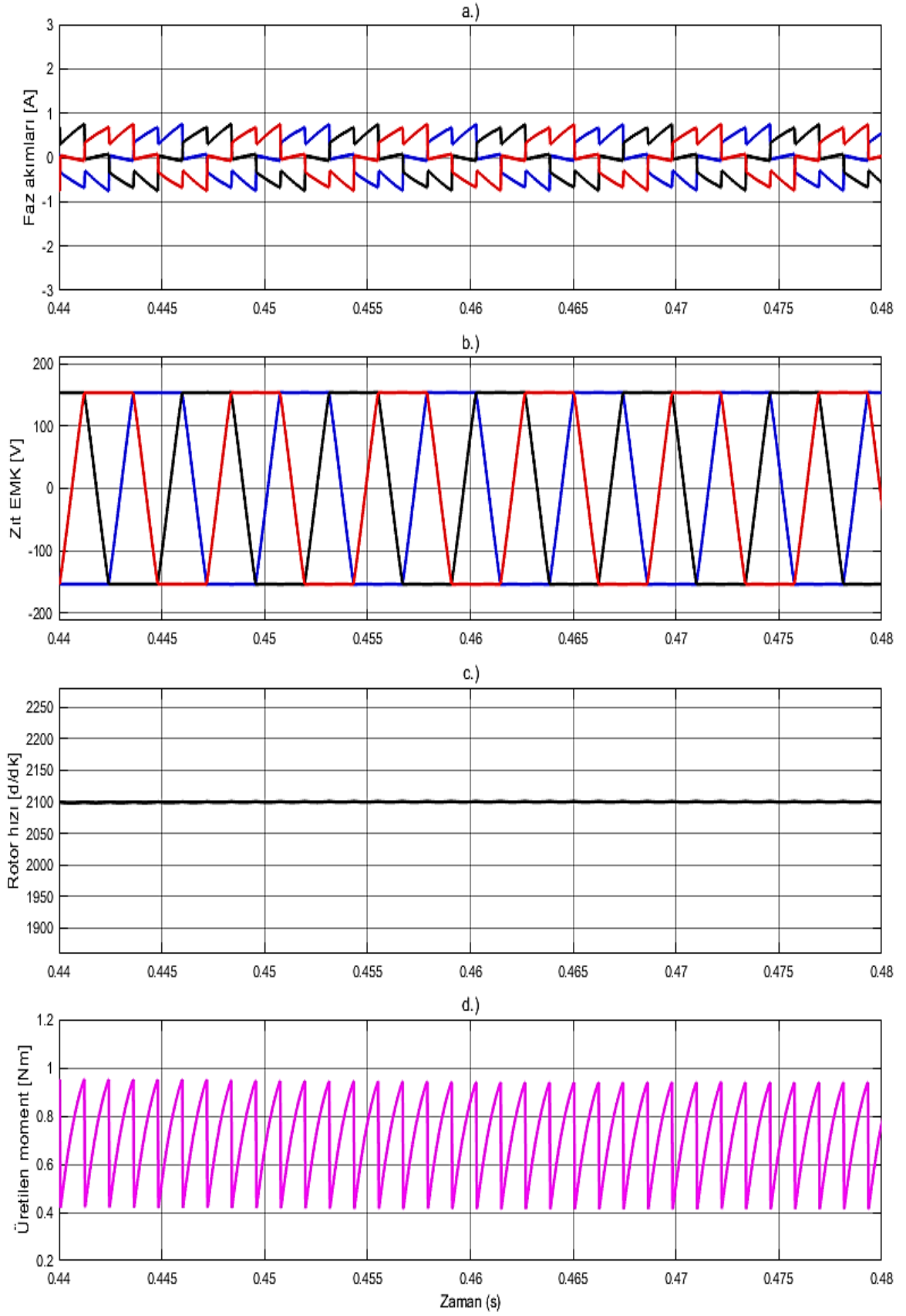


Şekil 62. Klasik denetim sonuçları ( $N=2300$  d/dk,  $TL=1$  Nm)

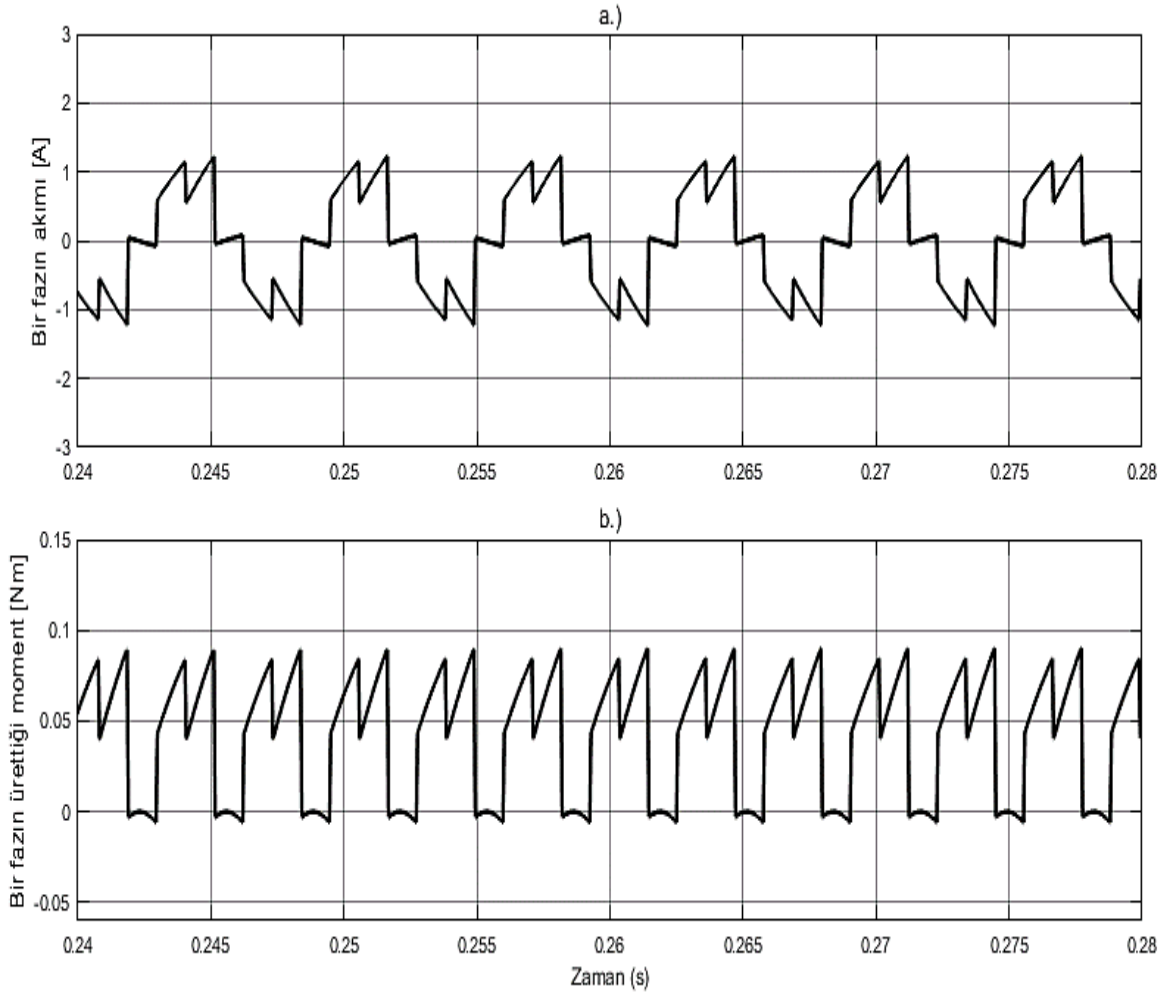


Şekil 63. Klasik denetim sonuçları ( $N=2100$  d/dk,  $T_L=1$  Nm)





Şekil 64. Klasik denetim sonuçları ( $N=2100$  d/dk,  $T_L=0.5$  Nm)



Şekil 65. Klasik denetim yöntemine ait, a.) Bir fazın akımı, b.) Bir fazın ürettiği moment

Klasik denetim sonuçları hep birlikte incelendiğinde, ilettime giren ve ilettime çıkan faz akımlarının eğimleri birbirinden farklı olduğundan, bu fark doğrudan komütasyona uğramayan faz üzerinde testere dişisine benzer bir etki olarak görünmektedir. Bu testere dişili akımlar faz sargılarını yüksek akımlara maruz bırakarak bu sargıların kullanım ömürlerini kısaltabilir. FDAM sürekli mıknatıslı olduğundan faz akımlarında meydana gelen herhangi bir değişim üretilen moment üzerinde de görünür. Sonuçlar daha detaylı bir şekilde incelendiğinde, bu etkinin, hem zıt EMK hem de rotor hızı üzerinde de salınımlar meydana getirdiği görülecektir. Momentte oluşan bu dalgalanma etkisi, FDAM'nin sesli ve vurutulu çalışmasına sebep olur.

Şekil 61'de  $N=2300$  d/dk ve  $T_L=0.5$  Nm iken, faz akımlarının tepe değeri 1 Amperin altında, üretilen momentin maksimum değeri yaklaşık 1 Nm ve minimum değeri yaklaşık olarak 0.4 Nm civarındadır. Bu durumda tepeden tepeye 0.6 Nm'lik bir dalgalanma söz

konusudur. Bu çalışma koşulunda hız yüksek ve yük momenti düşük olduğundan, rotor hızında meydana gelen salınım dikkat çekmeyecek kadar küçüktür.

Şekil 62’de  $N=2300$  d/dk ve  $T_L=1$  Nm iken, yani ilk duruma göre hız sabit tutulurken moment iki katına çıkarıldığında, faz akımlarındaki dalgalanma yaklaşık olarak iki katına çıkmıştır. Bu çalışma koşullarında üretilen momentin maksimum değeri 1.6 Nm ve minimum değeri 0.75 Nm civarındadır. Momentte tepeden tepeye meydana gelen dalgalanma ise yaklaşık olarak 0.85 Nm’ye ulaşmıştır. Bu sonuçlar, yük momenti ile dalgalanma arasında doğrusal bir ilişki olmadığını kanıtlar.

Şekil 63’de bir önceki duruma göre moment sabit tutulmuş, hız 200 d/dk azaltılarak 2100 d/dk’ya düşürülmüştür. Bu değişimin sadece zıt EMK üzerinde etkili olduğu, faz akımlarının genliğini değiştirmediği söylenebilir. Ancak üretilen moment, rotor hızına bağlı olduğundan momentin maksimum ve minimum değerleri değişecektir. Yani bu çalışma koşullarında bir önceki çalışmaya göre sadece üretilen momentin genliği azalacak, momentte meydana gelen dalgalanmanın tepeden tepeye değeri yine 0.85 Nm mertebelerinde olacaktır.

Şekil 64’de rotor hızı sabit tutulurken, yük momenti yarıya düşürüldüğünde faz akımlarının da yarı yarıya azaldığı söylenebilir. Bu durumda akımlardaki ve üretilen momentteki dalgalanma da azalacaktır. Çünkü dikkat edilirse yükün arttığı durumlarda faz akımlarının eğimlerinin arasındaki fark artarak daha fazla dalgalanmaya sebep olmaktadır. Bu çalışma koşullarında ise momentte meydana gelen dalgalanmanın tepeden tepeye değeri 0.5 Nm civarındadır.

Şekil 65’de belirli bir süre aralığında bir faza ait akım ve o fazın ürettiği momentin değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü gibi her fazdan, periyodun hem pozitif hem de negatif bölgelerinde akımlar akmaktadır. Ayrıca akan akımlarda meydana gelen değişimlerin, üretilen momentte de aynı değişimlere yol açtığı da görülmektedir. Sürekli olarak ani düşüş ve ani çıkış akımlarına maruz kalan sargıların kullanım ömrü azalacaktır. Dolayısıyla KMD’nin azaltılması, FDAM’nin hem verimini artırır hem kullanım alanlarını genişletir hem de kullanım ömrünü uzatır.

### 3.5.2. Oransal ve İntegral (PI) Denetimli Gerilim Kontrol Yöntemi

Bu yöntemde Şekil 66’da görülen ve KMD’nin azaltılması için tasarlanan benzetim bloğunda, moment dalgalanması azaltma modülü içerisinde bulunan düşürücü–yükseltici dönüştürücünün gerilim denetimi PI denetleyici ile yapılmıştır. Bu denetimin detayı Şekil

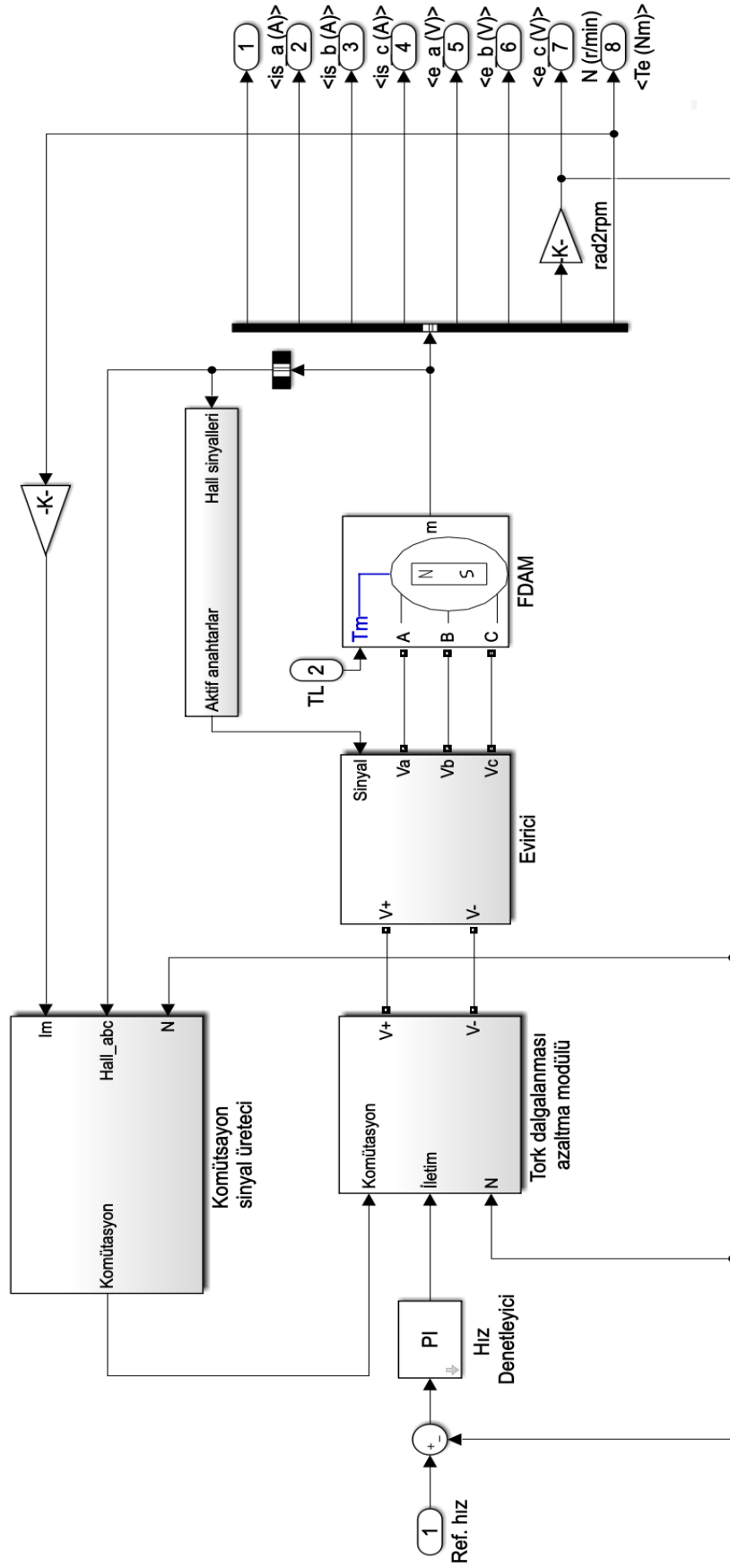
57'deki blok diyagramda gösterilmiştir. Şekil 57'deki bölge seçicinin hangi zaman aralıklarında bölge değiştirdiği ise Şekil 66'da komütasyon sinyal üretici bloğu ile sağlanmaktadır. Bu blokta, moment doğrudan akım ile orantılı olduğundan, momentten alınan bir geri besleme ile maksimum akım değerini, hall etki sinyallerini ve rotor hızını kullanarak bir komütasyon zaman hesabı yapılmıştır. Bu hesap yardımıyla komütasyon anlarında iletme giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimlerini mümkün olduğunca eşitleyerek KMD'nin azaltılması amaçlanmıştır.

Oransal-İntegral denetimli gerilim kontrol yöntemi sonuçları Şekil 67'de, bu sonuçların yakınlştırılmış görünüşleri de sırasıyla Şekil 68, 69, 70, 71'de gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar hep birlikte incelendiğinde, iletme giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimleri mümkün olduğu kadar eşitlenmiş olduğu görülmektedir. Bu eşitlemenin sonucunda komütasyona uğramayan faz akımı üzerindeki dalgalanma maksimum seviyede azaltılmıştır. Bu azalma hem üretilen momentte hem de rotor hızında meydana gelen salınımları minimum düzeye indirmiştir.

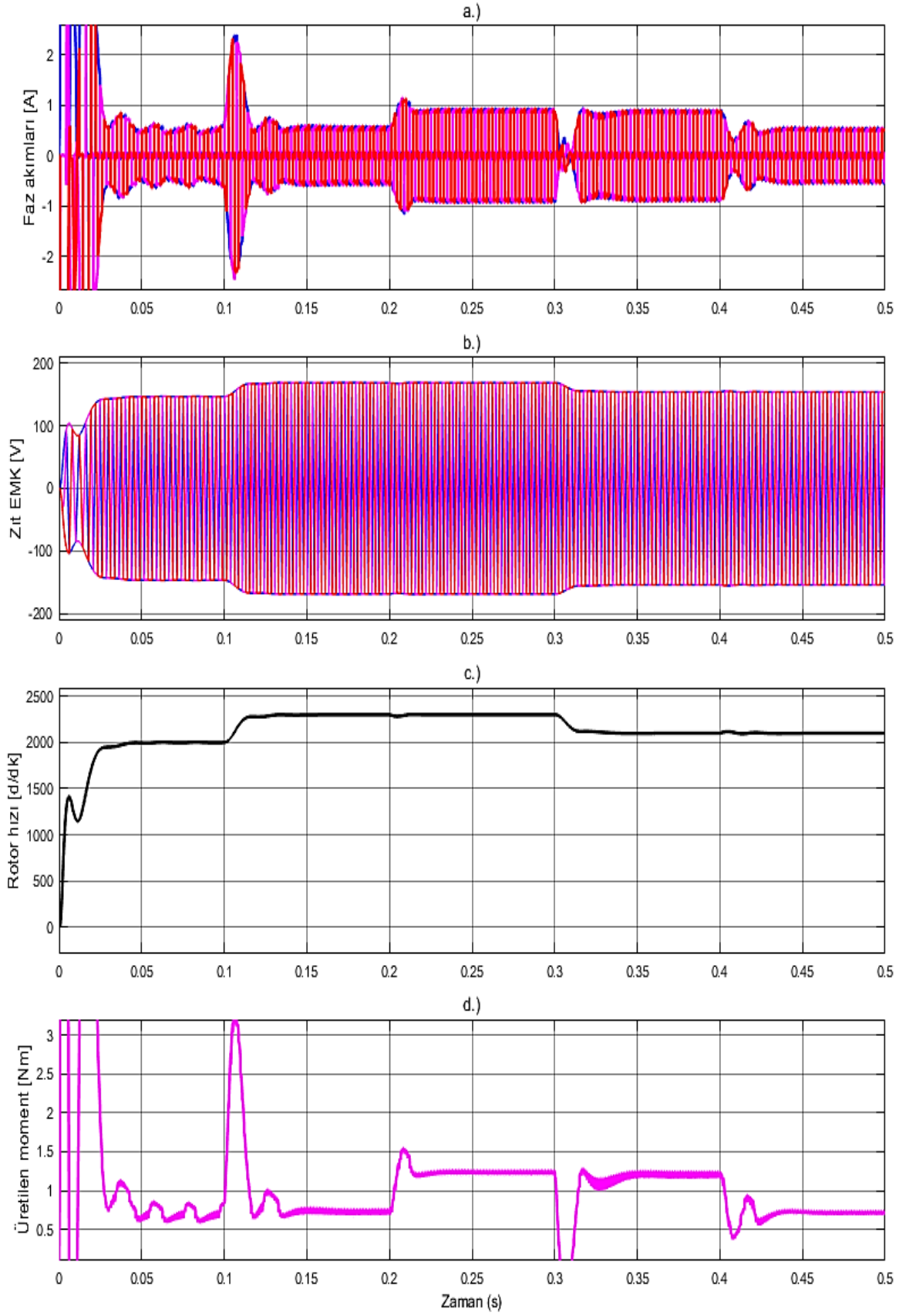
Şekil 68'de  $N=2300$  d/dk ve  $T_L=0.5$  Nm iken, faz akımlarının tepe değeri 1 Amperin altında, üretilen momentin maksimum değeri yaklaşık 0.757 Nm ve minimum değeri yaklaşık olarak 0.685 Nm civarındadır. Bu durumda tepeden tepeye 0.072 Nm'lik bir dalgalanma söz konusudur. Bu durumda klasik denetim yöntemine göre komütasyon anında meydana gelen dalgalanma büyük ölçüde azaltılmıştır.

Şekil 69'da  $N=2300$  d/dk ve  $T_L=1$  Nm iken, yani ilk duruma göre hız sabit tutulurken moment iki katına çıkarıldığında, faz akımlarının genliği yaklaşık olarak iki katına çıkmıştır. Bu çalışma koşullarında üretilen momentin maksimum değeri 1.256 Nm ve minimum değeri 1.203 Nm civarındadır. Momentte tepeden tepeye meydana gelen dalgalanma ise yaklaşık olarak 0.053 Nm'ye düşürülmüştür.

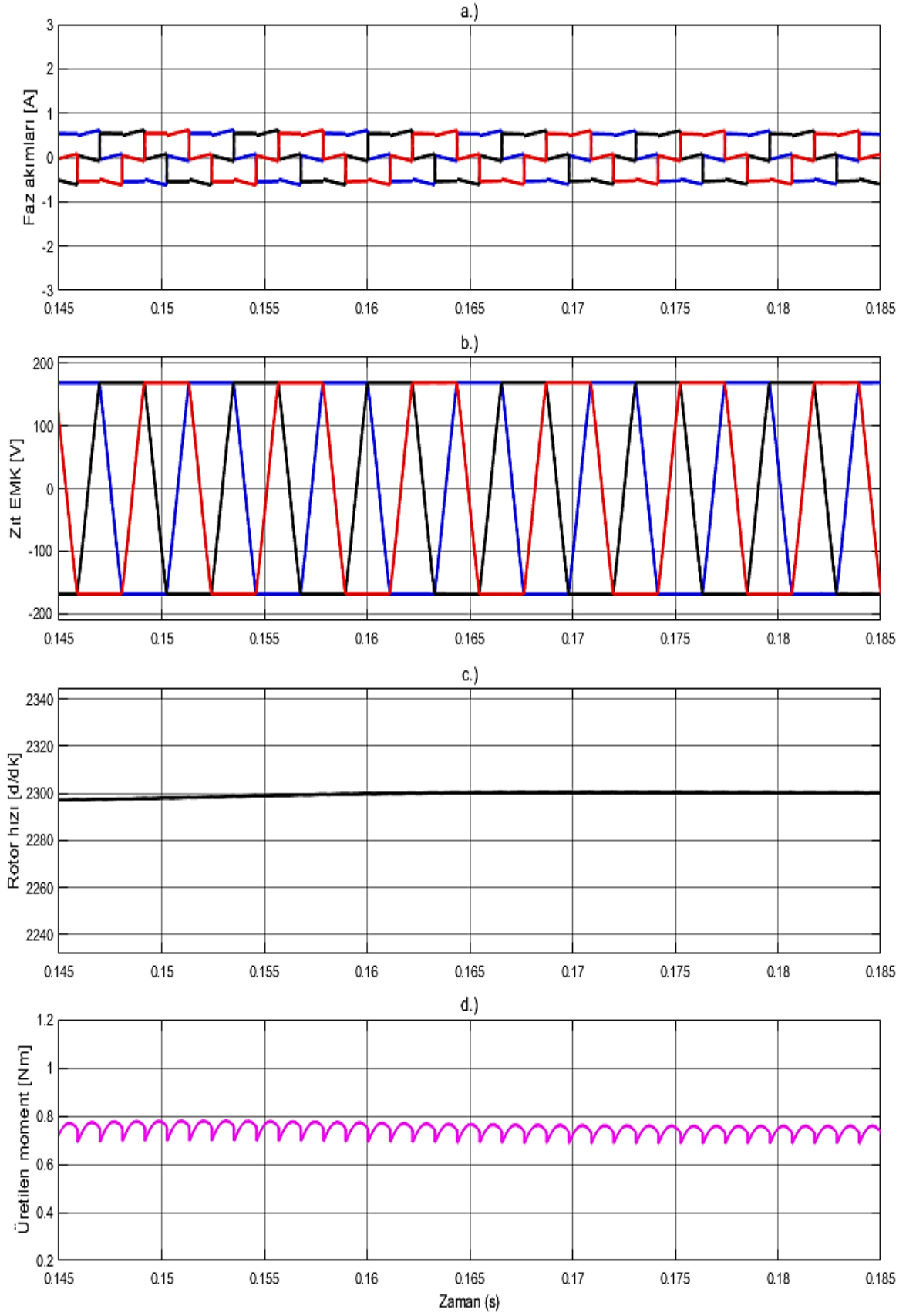
Şekil 70'de bir önceki duruma göre moment sabit tutulmuş, hız 200 d/dk azaltılarak 2100 d/dk'ya düşürülmüştür. Bu değişimin sadece zıt EMK üzerinde etkili olduğu, faz akımlarının genliğini değiştirmediği söylenebilir. Ancak üretilen moment, rotor hızına bağlı olduğundan momentin maksimum ve minimum değerleri değişecektir. Yani bu çalışma koşullarında bir önceki çalışmaya göre üretilen momentin genliği azalacaktır. Ayrıca momentte meydana gelen dalgalanmanın tepeden tepeye değeri ise 0.083 Nm mertebelerine düşürülmüştür.



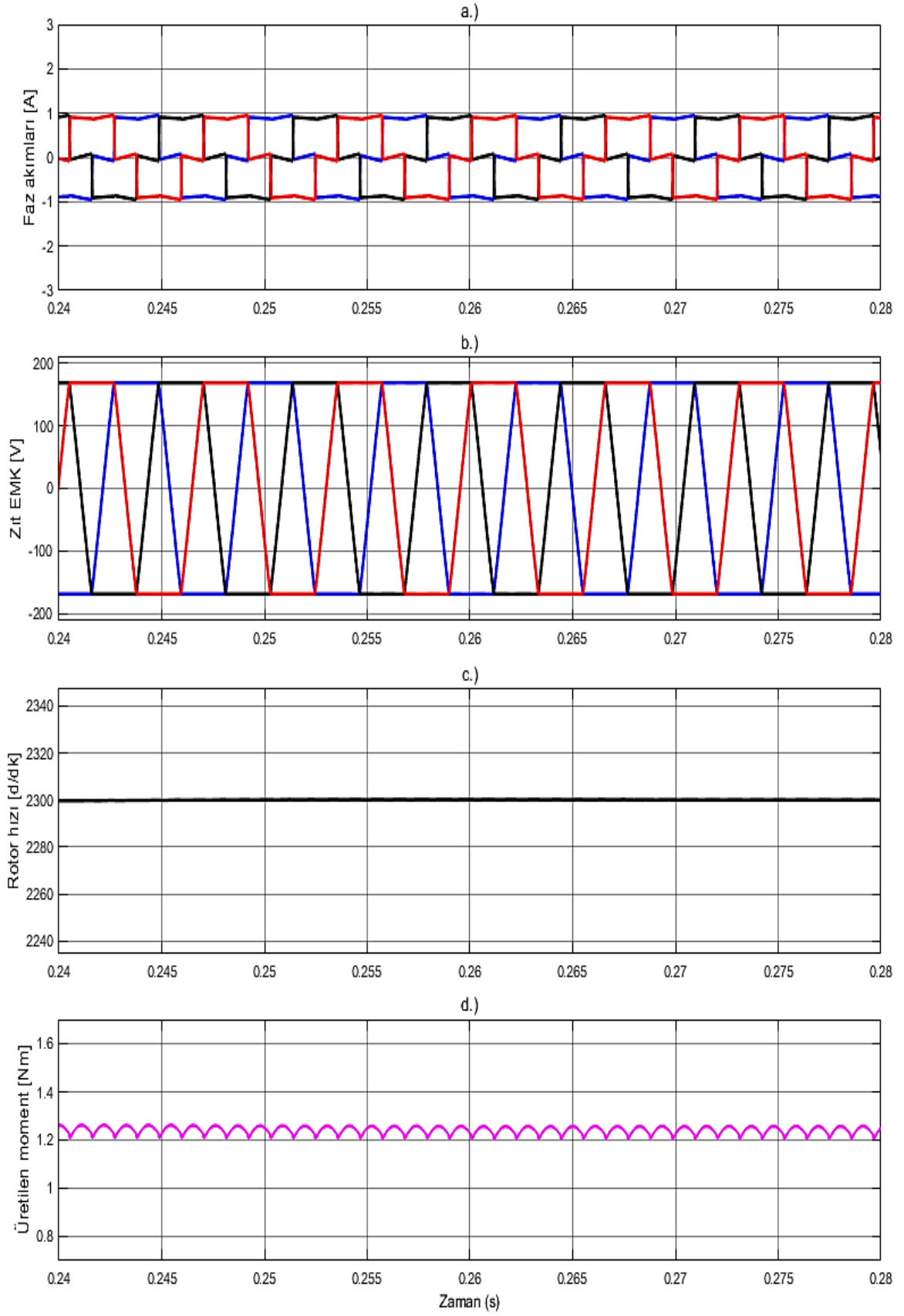
Şekil 66. KMD'nin azaltılması için tasarlanan benzetim bloğu



Şekil 67. Benzetim sonuçları; PI denetim ile a.) Faz akımları, b.) Zıt EMK'lar, c.) Rotor hızı ve d.) Üretilen moment

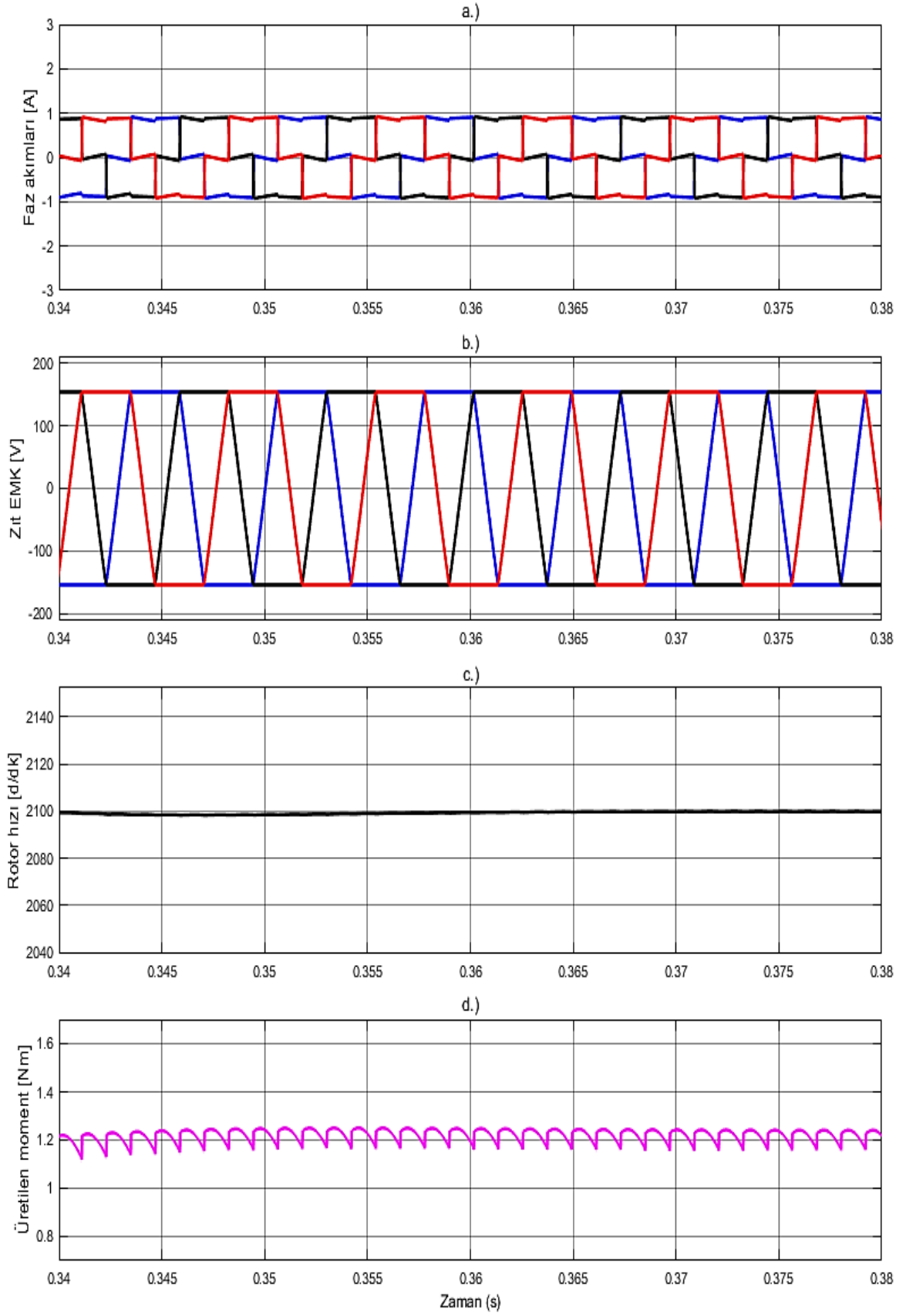


Şekil 68. PI denetim sonuçları ( $N=2300$  d/dk,  $T_L=0.5$  Nm)

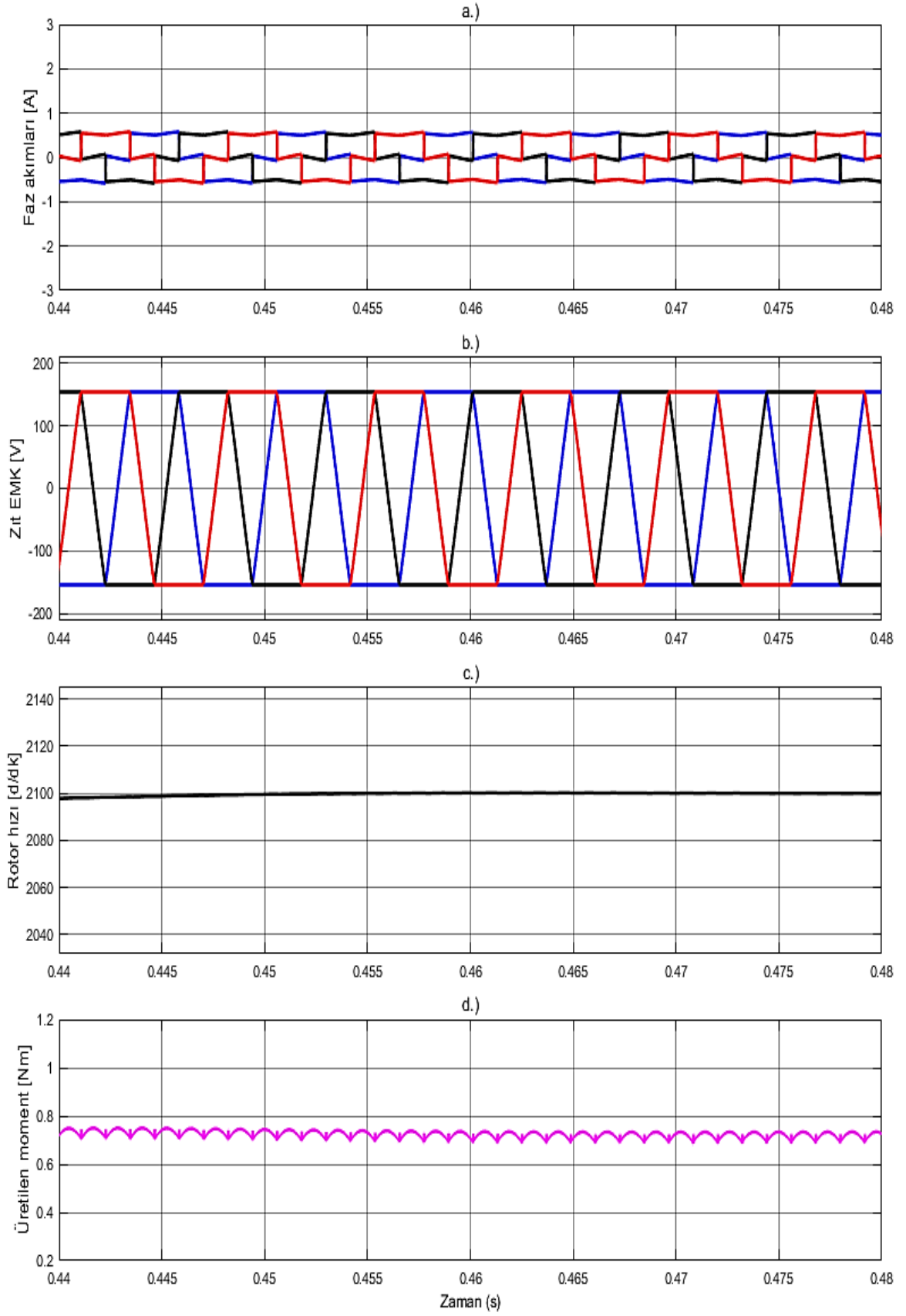


Şekil 69. PI denetim sonuçları ( $N=2300$  d/dk,  $T_L=1$  Nm)

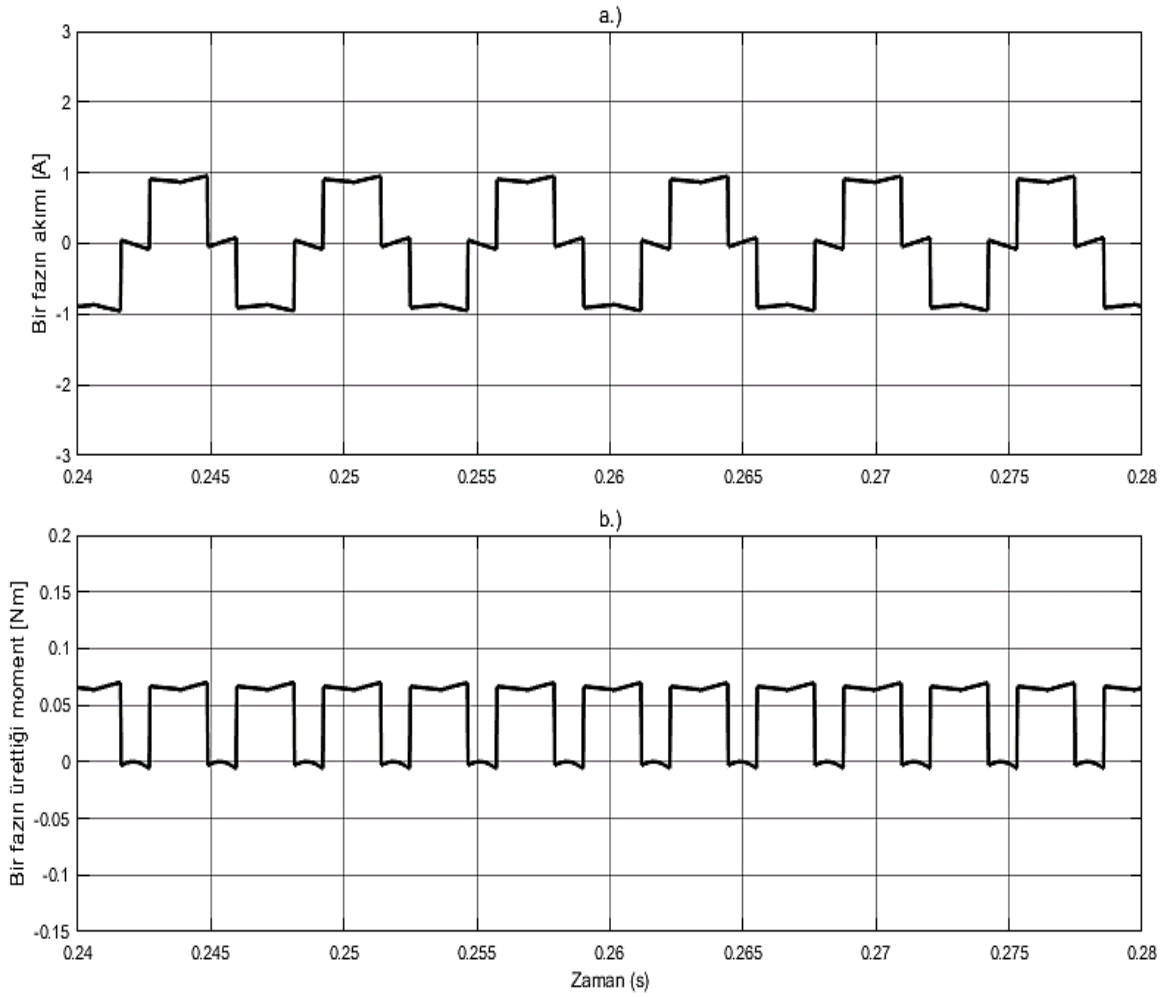




Şekil 70. PI denetim sonuçları ( $N=2100$  d/dk,  $T_L=1$  Nm)



Şekil 71. PI denetim sonuçları ( $N=2100$  d/dk,  $T_L=0.5$  Nm)



Şekil 72. PI denetim yöntemine ait, a.) Bir fazın akımı, b.) Bir fazın ürettiği moment

Şekil 71’de rotor hızı sabit tutulurken, yük momentini yarıya düşürüldüğünde faz akımlarının da yarı yarıya azaldığı söylenebilir. Bu durumda akımlardaki ve üretilen momentteki dalgalanma da azalacaktır. Çünkü dikkat edilirse yükün arttığı durumlarda faz akımlarının eğimlerinin arasındaki fark artarak daha fazla dalgalanmaya sebep olmaktadır. Bu çalışma koşullarında üretilen momentin maksimum değeri 0.734 Nm ve minimum değeri 0.687 Nm olarak ölçülmüştür. Bu durumda ise momentte meydana gelen dalgalanmanın tepeden tepeye değeri 0.045 Nm civarındadır.

Şekil 72’de belirli bir süre aralığında bir faza ait akım ve o fazın ürettiği momentin değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü gibi FDAM’de faz değişimleri sırasında meydana gelen dalgalanmalar büyük oranda azaltılmıştır. Akımdaki dalgalanmaların azaltılması hem momentin hem de rotor hızının daha pürüzsüz olmasını sağlar. Dolayısıyla bu teknik

yardımla sabit hız veya sabit moment gerektiren uygulamalarda FDAM rahatlıkla kullanılabilir.

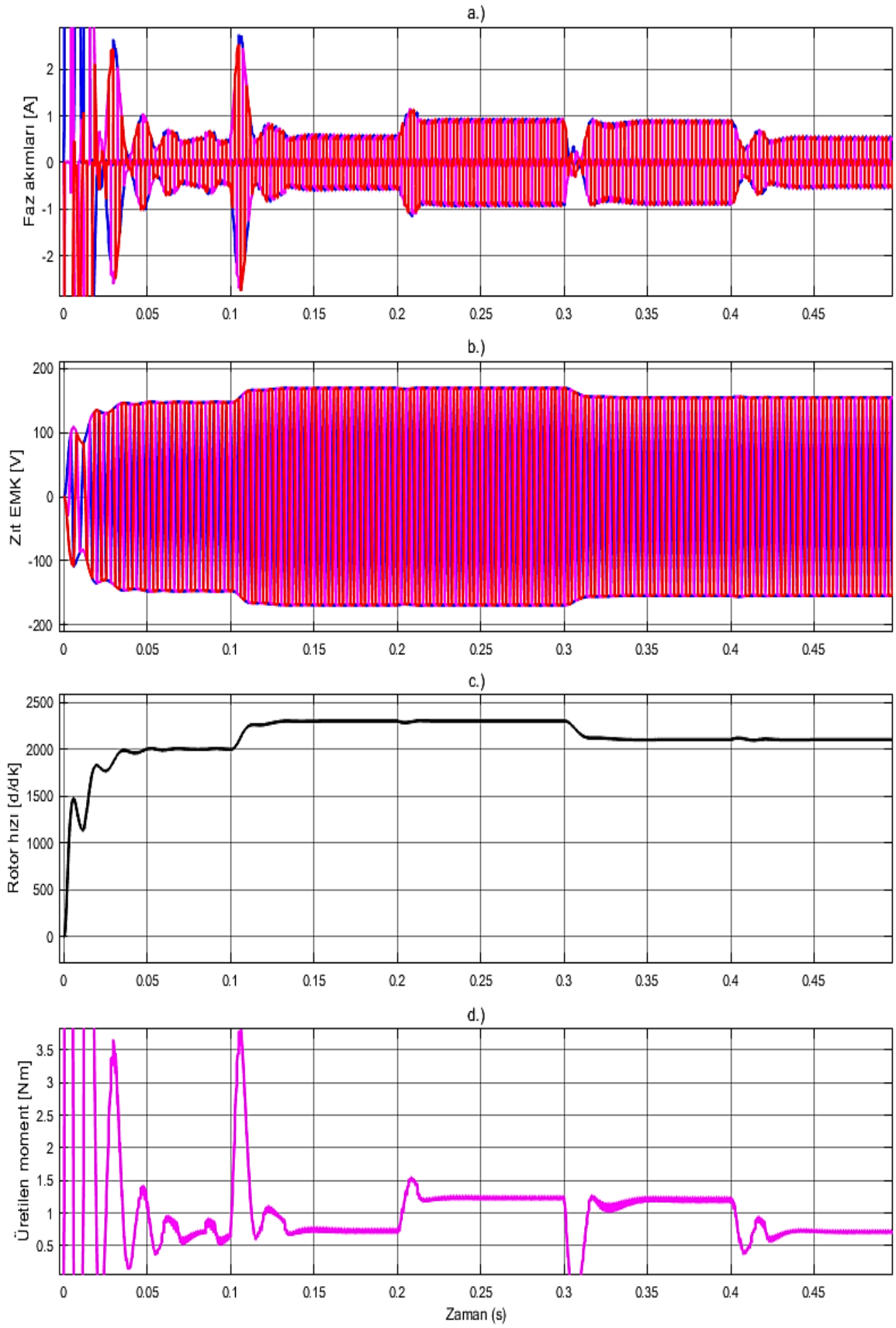
### 3.5.3. Bulanık Mantık (BM) Denetimli Gerilim Kontrol Yöntemi

Bulanık mantık denetimli gerilim kontrol yöntemi sonuçları Şekil 73’de, bu sonuçların yakınlaştırılmış görünümü de sırasıyla Şekil 74, 75, 76, 77’de gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar hep birlikte incelendiğinde, iletme giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimleri mümkün olduğu kadar eşitlenmiş olduğu görülmektedir. Bu eşitlemenin sonucunda komütasyona uğramayan faz akımı üzerindeki dalgalanma maksimum seviyede azaltılmıştır. Bu azalma hem üretilen momentte hem de rotor hızında meydana gelen salınımları minimum düzeye indirmiştir.

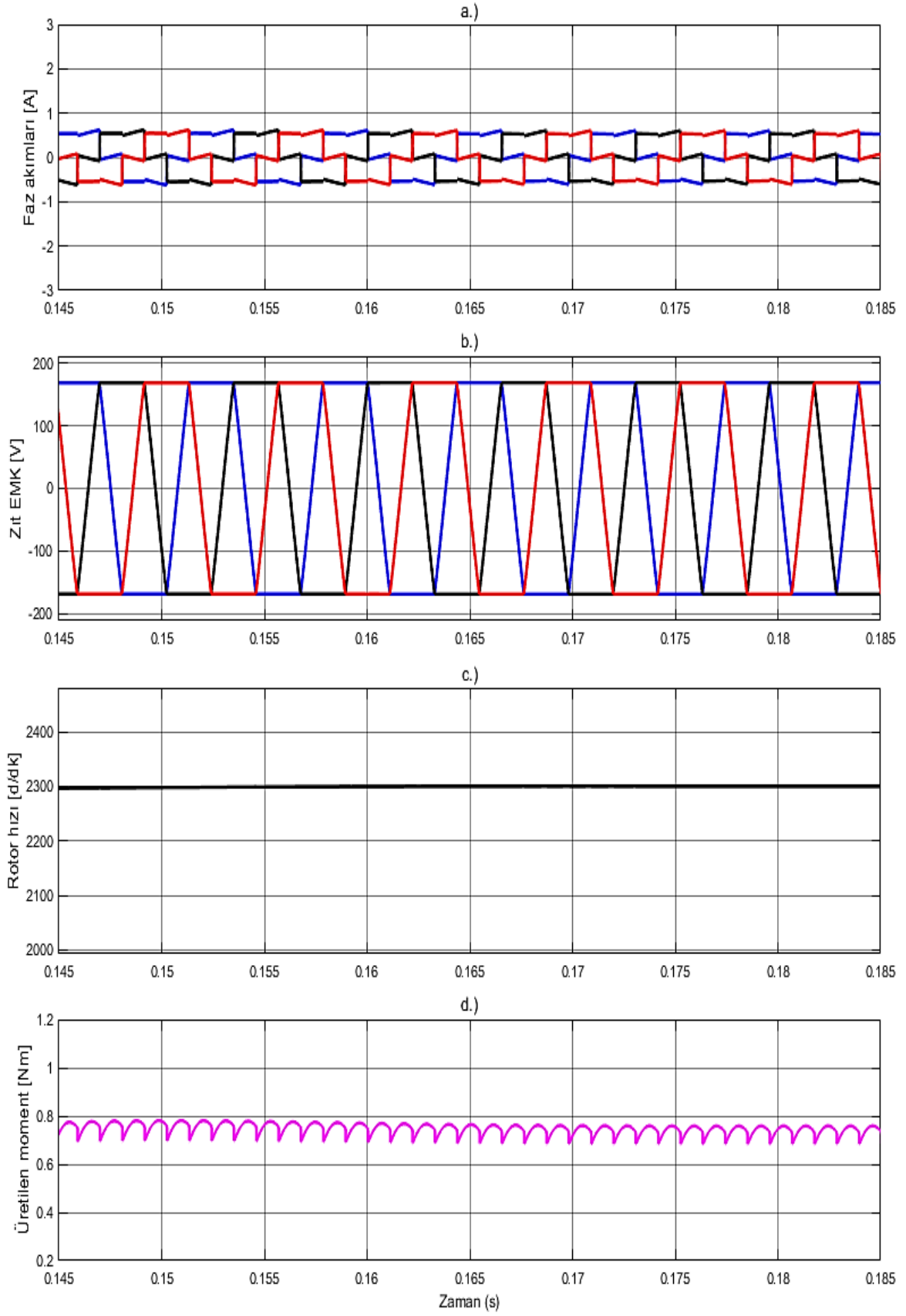
Şekil 74’de  $N=2300$  d/dk ve  $T_L=0.5$  Nm iken, faz akımlarının tepe değeri 1 Amperin altında, üretilen momentin maksimum değeri yaklaşık 0.758 Nm ve minimum değeri yaklaşık olarak 0.683 Nm civarındadır. Bu durumda tepeden tepeye 0.075 Nm’lik bir dalgalanma söz konusudur. Bu durumda klasik kontrol yöntemine göre komütasyon anında meydana gelen dalgalanma büyük ölçüde azaltılmıştır.

Şekil 75’de  $N=2300$  d/dk ve  $T_L=1$  Nm iken, yani ilk duruma göre hız sabit tutulurken moment iki katına çıkarıldığında, faz akımlarının genliği yaklaşık olarak iki katına çıkmıştır. Bu çalışma koşullarında üretilen momentin maksimum değeri 1.262 Nm ve minimum değeri 1.197 Nm civarındadır. Momentte tepeden tepeye meydana gelen dalgalanma ise yaklaşık olarak 0.065 Nm’ye düşürülmüştür.

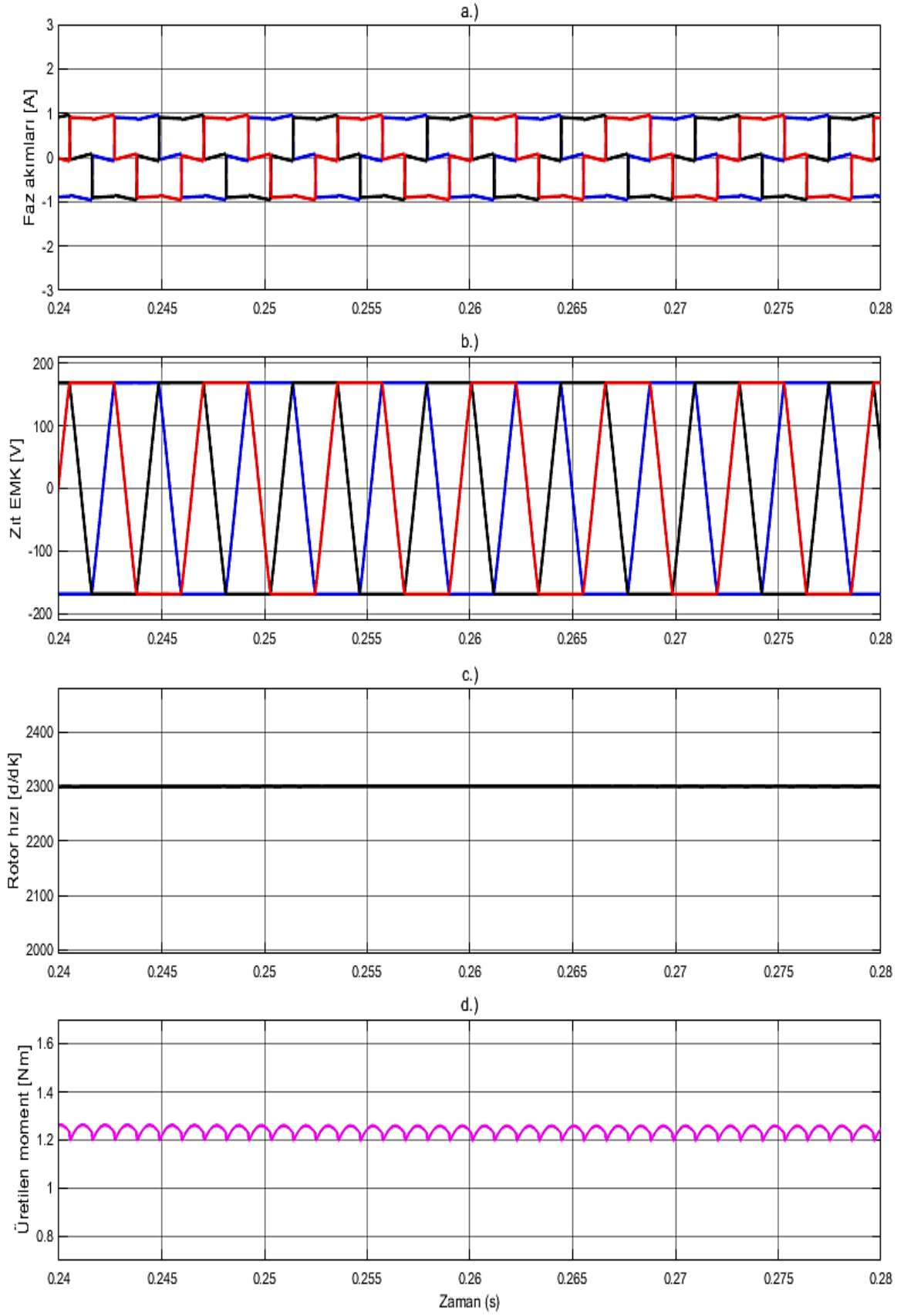
Şekil 76’da bir önceki duruma göre moment sabit tutulmuş, hız 200 d/dk azaltılarak 2100 d/dk’ya düşürülmüştür. Bu değişimin sadece zıt EMK üzerinde etkili olduğu, faz akımlarının genliğini değiştirmediği söylenebilir. Ancak üretilen moment, rotor hızına bağlı olduğundan momentin maksimum ve minimum değerleri değişecektir. Yani bu çalışma koşullarında bir önceki çalışmaya göre üretilen momentin genliği azalacaktır. Ayrıca üretilen momentin maksimum değeri 1.247 Nm ve minimum değeri 1.162 Nm civarındadır. Momentte tepeden tepeye meydana gelen dalgalanma ise yaklaşık olarak 0.085 Nm’ye düşürülmüştür.



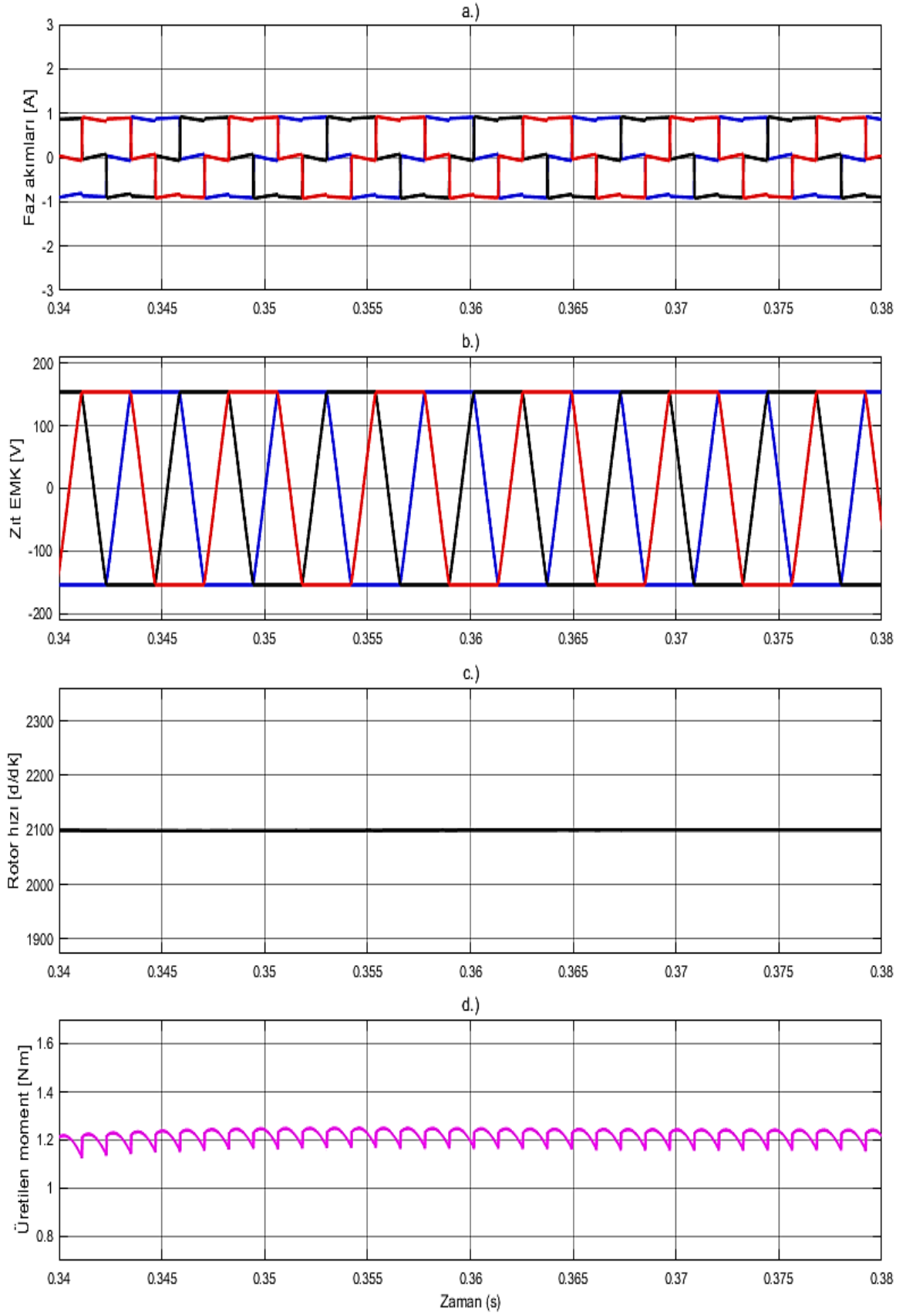
Şekil 73. Benzetim sonuçları; BM denetim ile a.) Faz akımları, b.) Zıt EMK'lar, c.) Rotor hızı ve d.) Üretilen moment



Şekil 74. BM denetim sonuçları ( $N=2300$  d/dk,  $T_L=0.5$  Nm)

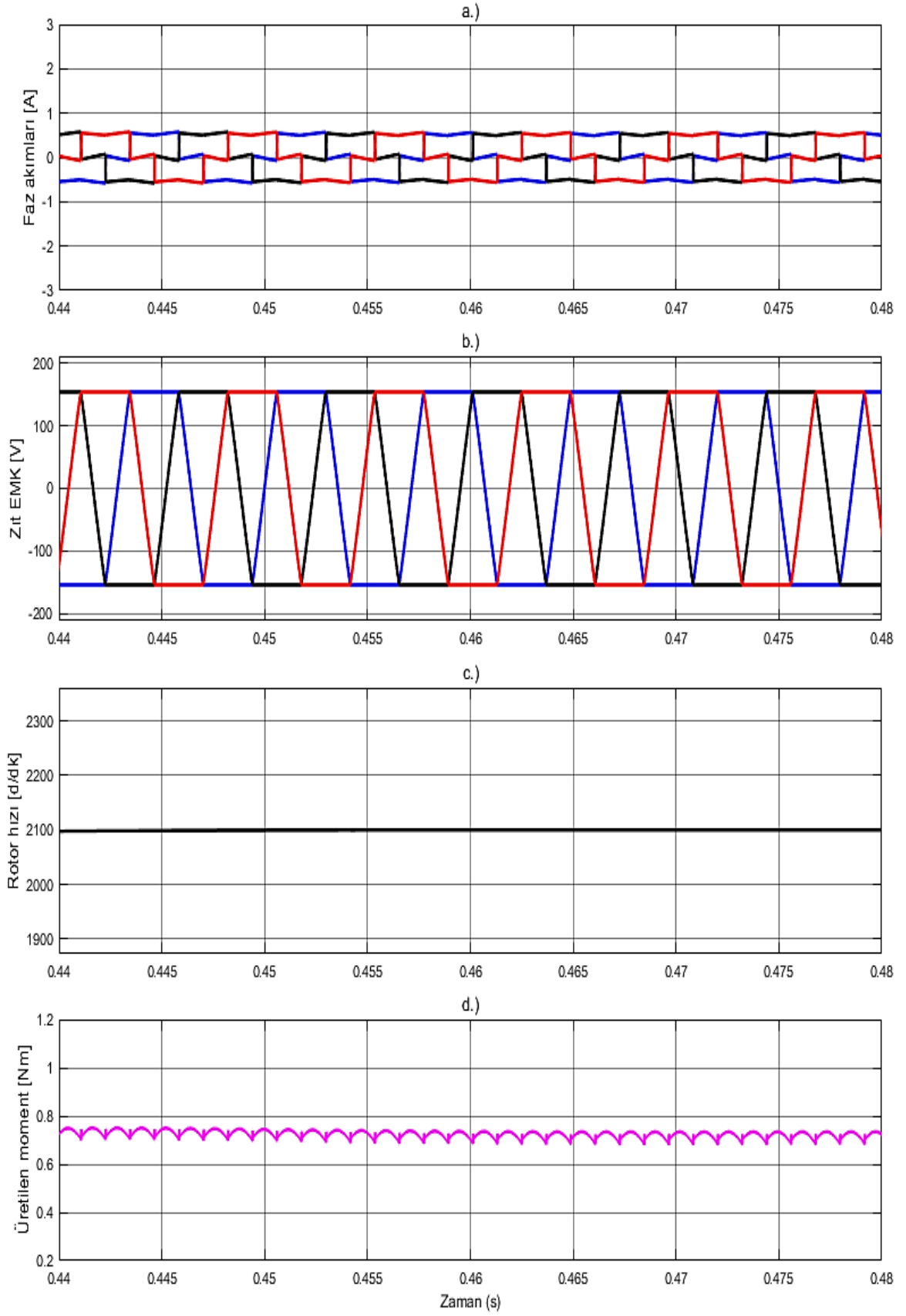


Şekil 75. BM denetim sonuçları ( $N=2300$  d/dk,  $T_L=1$  Nm)

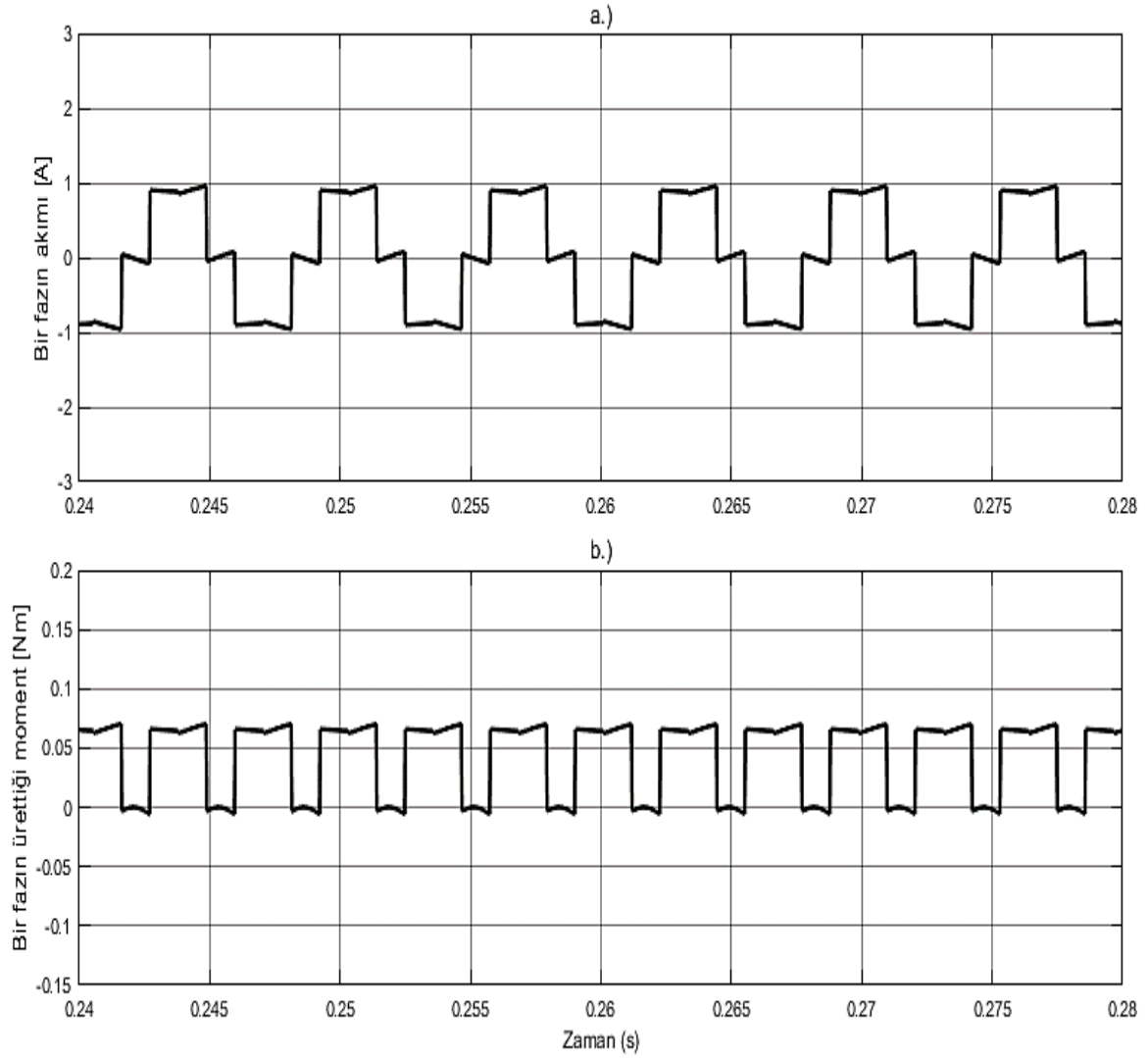


Şekil 76. BM denetim sonuçları ( $N=2100$  d/dk,  $T_L=1$  Nm)





Şekil 77. BM denetim sonuçları ( $N=2100$  d/dk,  $T_L=0.5$  Nm)



Şekil 78. BM denetim yöntemine ait, a.) Bir fazın akımı, b.) Bir fazın ürettiği moment

Şekil 77’de rotor hızı sabit tutulurken, yük momentini yarıya düşürüldüğünde faz akımlarının da yarı yarıya azaldığı söylenebilir. Bu durumda akımlardaki ve üretilen momentteki dalgalanma da azalacaktır. Çünkü dikkat edilirse yükün arttığı durumlarda faz akımlarının eğimlerinin arasındaki fark artarak daha fazla dalgalanmaya sebep olmaktadır. Bu çalışma koşullarında üretilen momentin maksimum değeri 0.734 Nm ve minimum değeri 0.681 Nm olarak ölçülmüştür. Bu durumda ise momentte meydana gelen dalgalanmanın tepeden tepeye değeri 0.053 Nm civarındadır.

Şekil 78’de belirli bir süre aralığında bir faza ait akım ve o fazın ürettiği momentin değişimi gösterilmiştir. Görüldüğü gibi FDAM’de faz değişimleri sırasında meydana gelen dalgalanmalar büyük oranda azaltılmıştır.

### 3.5.4. Denetim Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Sunulan çalışmanın etkinliğini göstermek amacıyla her üç denetim yöntemine ait, üç faz stator akımlarının belirli bir zaman aralığındaki yakınlaştırılmış görünümü, rotor hızları ve üretilen momentlere ait grafikler, sırasıyla Şekil 79, 80, 81’de verilmiştir.

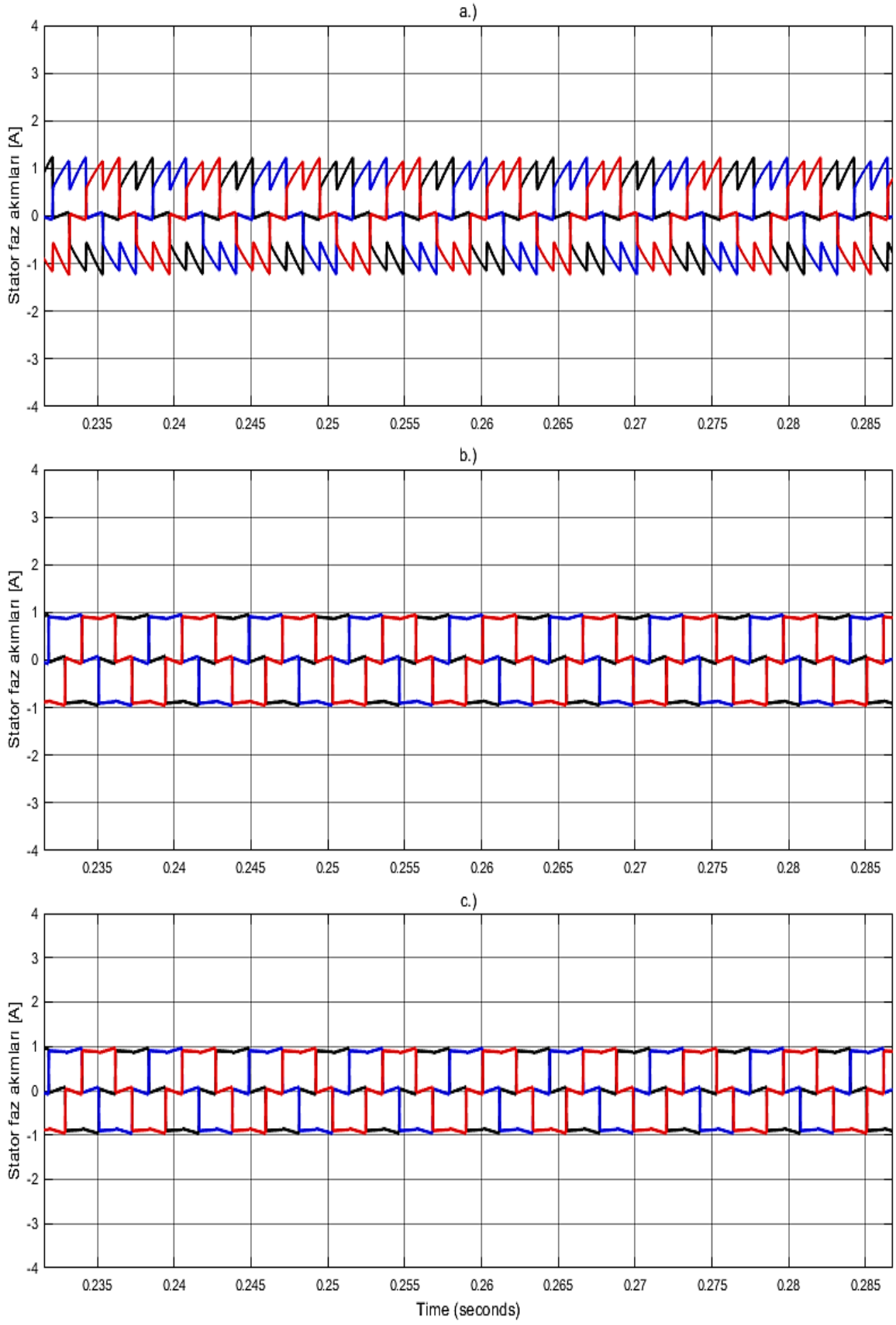
Şekil 79a klasik hız denetimli FDAM’nin stator üç faz sargı akımlarını göstermektedir. Görüldüğü gibi bu denetimde dalgalanma oldukça fazladır. Şekil 79b’de önerilen teknik ile PI denetleyici kullanılarak akımdaki dalgalanmalar oldukça düşük seviyelere çekilmiştir. Şekil 79c’de ise önerilen tekniği BM denetleyici kullanılarak akımdaki dalgalanmalar azaltılmaya çalışılmıştır. Her iki denetleyici türünün de kullanılması sonucunda, klasik denetime göre çok daha az dalgalanmaya sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 80a, 80b, 80c sırasıyla klasik kontrol, PI denetim ve BM denetim modellerindeki rotor hızlarını göstermektedir. Her üç yöntem içinde rotor hızları arasında bariz bir farklılık bulunmadığı görünse de, esasen akımda ve momentte meydana gelen salınımlar hem zıt EMK hem de rotor hızında da bozulmalar meydana getirir.

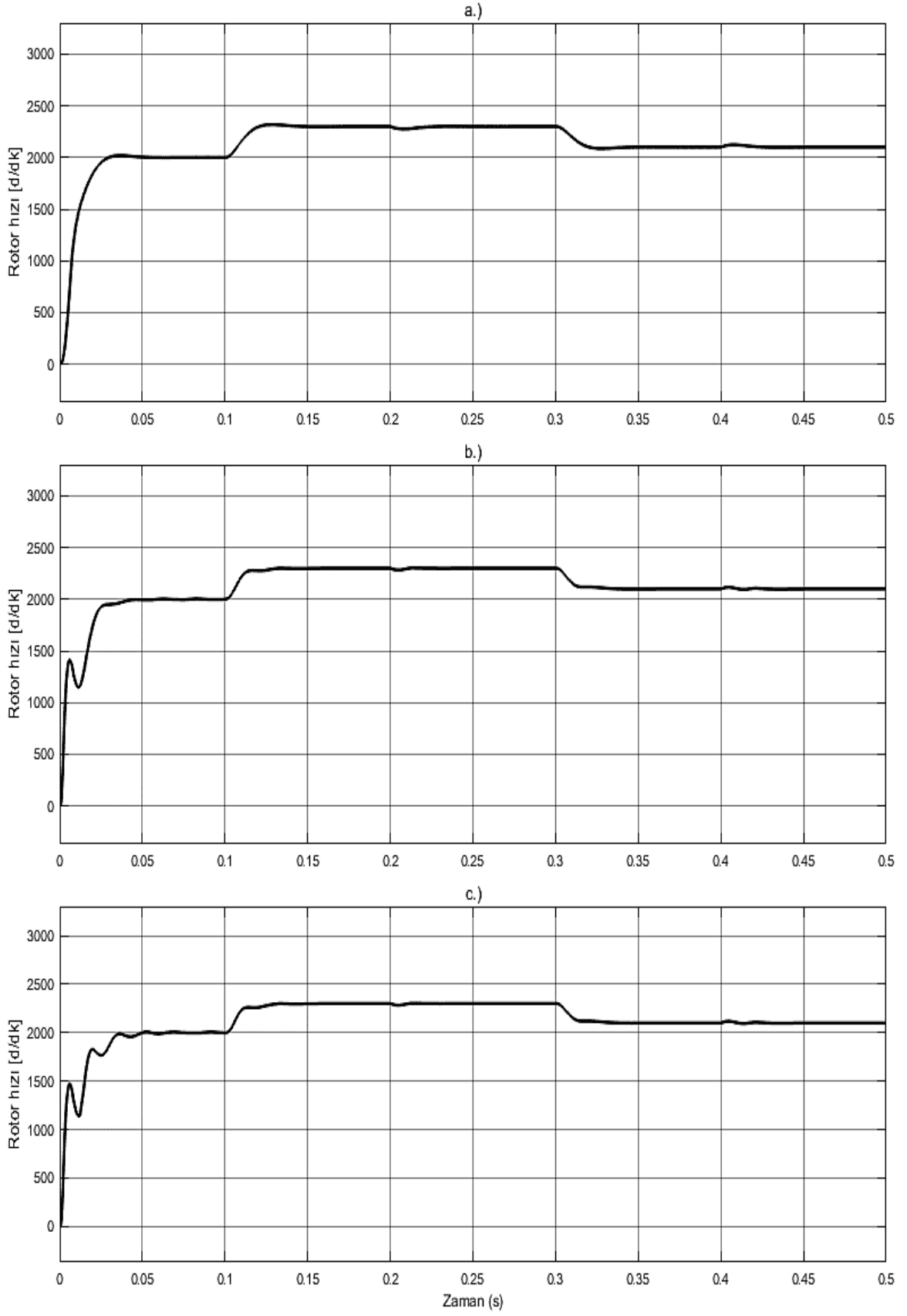
Klasik denetim yönteminde rotor hızının tepeden tepeye dalgalanma büyüklüğü yaklaşık olarak 1.4 d/dk civarındadır. Ancak sunulan teknikte denetleyicilerin kullanılması ile bu dalgalanma 0.08 d/dk’ya kadar düşürülmüştür. Denetleyiciler birbirleri ile kıyaslandığında ise PI denetleyicin, BM denetleyiciden daha iyi olduğu gözlenmiştir.

Şekil 81a, 81b, 81c sırasıyla klasik denetim, PI denetim ve BM denetim modellerindeki üretilen momentleri göstermektedir. Klasik denetimde dalgalanmanın oldukça fazla olduğu söylenebilir. Hatta bu dalgalanma, yük momentinin artmasıyla artış göstermektedir. Ancak PI ve BM denetleyicileri kullanıldığında momentte meydana gelen dalgalanmaların büyük oranda azaltıldığı da görülmektedir.

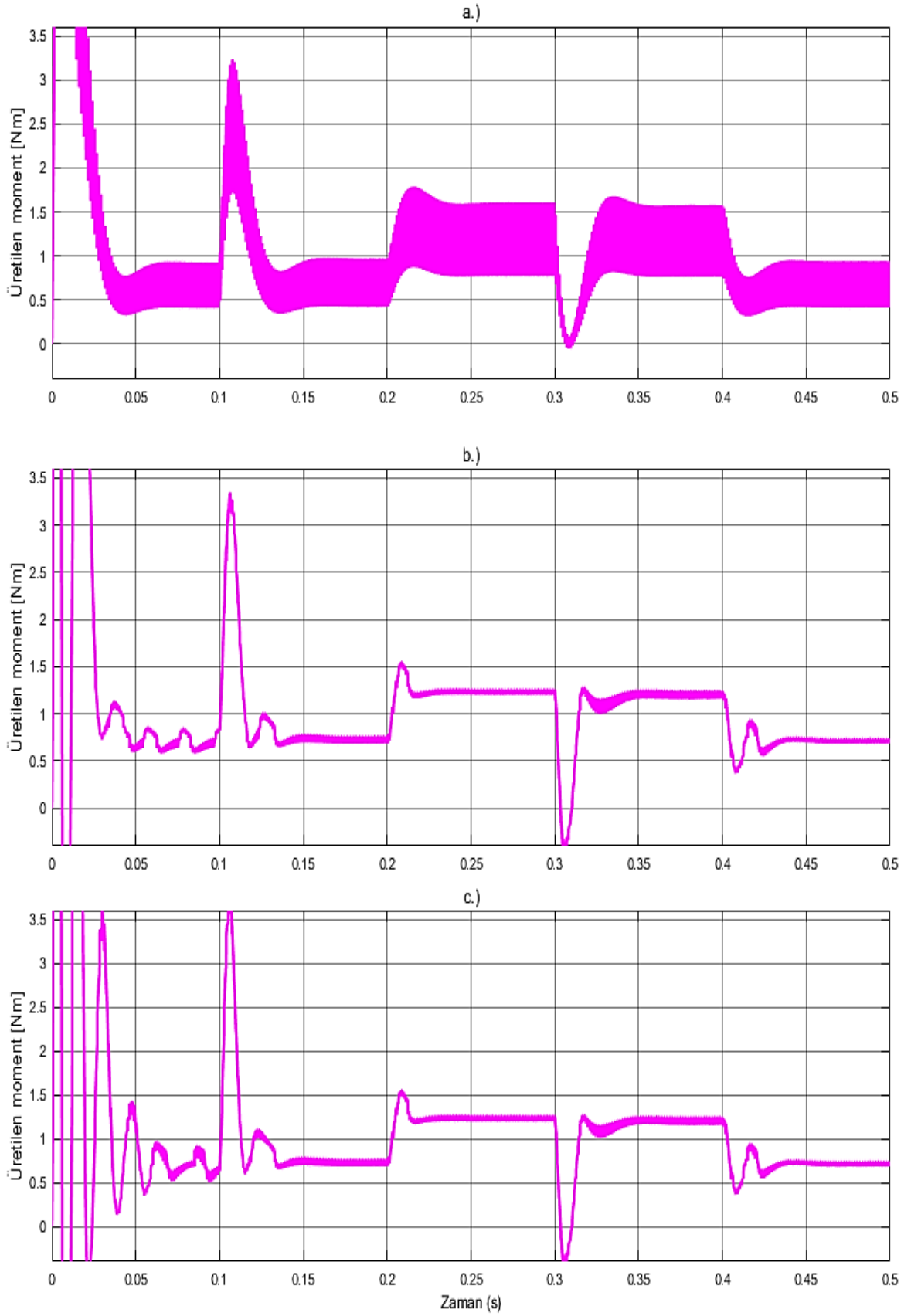
Oransal–integral ve bulanık mantık denetleyicileri genel olarak birbirleri ile karşılaştırıldığında, hem benzetim süreleri hem de moment dalgalanmalarının büyüklüklerini gösteren sayısal ifadeler göz önüne alındığında PI denetleyicinin, BM denetleyiciye oranla daha avantajlı olduğu gözlenmiştir. Bu avantajlar arasında en çok dikkat çeken özellik PI denetleyicinin işlem süresinin oldukça kısa olmasıdır. Bu çalışmada kullanılan FDAM’nin hız denetimi için her üç kontrol yönteminde PI denetleyici kullanılmıştır. Sadece KMD’yi azaltmak için kullanılan düşüren–yükselten dönüştürücünün gerilim denetimi PI ve BM denetleyicileri karşılaştırılarak sağlanmıştır.



Şekil 79. Stator faz akımlarına ait benzetim sonuçları, a.) Klasik denetim, b.) PI gerilim denetimli kontrol ve c.) BM gerilim denetimli kontrol



Şekil 80. Rotor hızlarına ait benzetim sonuçları, a.) Klasik denetim, b.) PI gerilim denetimli kontrol ve c.) BM gerilim denetimli kontrol



Şekil 81. Üretilen momentlere ait benzetim sonuçları, a.) Klasik denetim, b.) PI gerilim denetimli kontrol ve c.) BM gerilim denetimli kontrol

#### 4. SONUÇLAR

Komütasyon moment dalgalanması, hareket kaynağının geleceği olarak görülen fırçasız doğru akım motorlarının en büyük dezavantajları arasında gösterilmektedir. Komütasyon moment dalgalanmasının, faz sargı endüktanslarının sıfırdan büyük olması ve eviricideki anahtarların rotor hızına bağlı olarak konum değişmesi olarak iki ana sebebi mevcuttur. Bu dalgalanmaların önlenmesinde kullanılan tekniklerden biri de komütasyon anlarında iletme giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimlerinin eşitlenmesidir. Bu tez çalışmasında, FDAM'lerde meydana gelen moment dalgalanmaları incelenmiş ve bunların arasından komütasyon anlarında meydana gelen KMD'nin azaltılması sağlanmıştır.

Çalışmanın ilk adımı olarak klasik FDAM hız denetim modeli hem teorik hem benzetim açısından detaylı olarak incelenmiş ve KMD'nin oluşmasında etkisi olan büyüklükler ortaya koyulmuştur. Daha sonra KMD'nin elimine edilmesi için gerekli teorik hesaplamalar yapılmış ve bu teori benzetim ortamında modellenerek uygulamaya aktarılmıştır.

İkinci olarak FDAM'nin çalışması iletim ve komütasyon olarak iki bölgeye ayrılmış, FDAM'ye iletim bölgelerinde farklı, komütasyon bölgelerinde farklı gerilim uygulamak için bir bölge seçici devre tasarlanmıştır. Bu bölge seçici yardımıyla, komütasyon süresi boyunca dönüştürücü çıkış gerilimi eviriciye iletilmiştir. Komütasyon dışında kalan zamanlarda ise FDAM'nin normal kaynak gerilimi ile evirici beslenmiştir.

Son olarak komütasyon anlarında meydana gelen dalgalanmaların azaltılması için gerekli olan gerilim seviyesinin elde edilmesinde, düşüren–yükselten dönüştürücü kullanılmış ve bu dönüştürücünün istenilen gerilim seviyesini sabit bir şekilde üretmesi için PI ve BM denetleyicileri ile denetimi gerçekleştirilmiştir. Denetleyici kullanılmadan önce dönüştürücünün çıkış geriliminin zamana bağlı olarak azaldığı gözlemlenirken, denetleyici kullanılarak dönüştürücünün sabit bir çıkış gerilimi üretmesi sağlanmıştır.

Literatüre sunulmuş olan KMD azaltma metotları arasında hem faz akımlarının eğimlerini eşitleme teknikleri hem de faz akımlarını istenilen değerlerde tutan farklı DGM tekniklerini görmek mümkündür. Elde edilen benzetim sonuçlarının tamamı, literatüre sunulan tekniklerdeki sonuçlar ile karşılaştırıldığında FDAM'lerin en büyük dezavantajı olan KMD önemli ölçüde azaltılmıştır. Ayrıca bu sonuçlar sunulan yöntemin etkinliğini ve uygulanabilirliğini de doğrulamaktadır.

## 5. ÖNERİLER

FDAM'lerin olumsuz yönlerinden biri de yapısında rotor konum sensörü bulundurmasıdır. Bu çalışmada önerilen teknik ile rotor konum sensörü bulundurmeyen FDAM'ler için komütasyon anlarında meydana gelen dalgalanmaların azaltılması sağlanabilir.

İletime giren ve iletimden çıkan faz akımlarının eğimlerinin eşitlenmesi yerine, komütasyona uğramayan fazın akımını sabit tutarak da komütasyon anında meydana gelen dalgalanmaların azaltılması sağlanabilir.

Komütasyon anlarında meydana gelen dalgalanmalar doğrudan rotor hızına da etki edeceğinden, çok hassas yapıda tasarlanan bir hız denetleyicisi ile de DA-DA dönüştürücü kullanmadan moment dalgalanmaları azaltılabilir.

FDAM'nin yük momentine bağlı bir referans akım büyüklüğü elde edilerek ve kayan kipli denetim kullanılarak komütasyon anlarında, komütasyona uğramayan fazın akımını sabit tutmak koşulu ile KMD'nin azaltılması sağlanabilir.



## 6. KAYNAKLAR

1. Viswanathan, V. ve Seenithangom, J., Commutation Torque Ripple Reduction in BLDC Motor Using Modified SEPIC Converter and Three-level NPC Inverter, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 1 (2018) 535–546.
2. Shi, T., Niu, X., Chen, W. ve Xia, C., Commutation Torque Ripple Reduction of Brushless DC Motor in Braking Operation, IEEE Transactions on Power Electronics, 33, 2 (2018) 1463–1475.
3. Chen, W., Liu, Y., Li, X., Shi, T. ve Xia, C., A Novel Method of Reduction Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on Cuk Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 32, 7 (2017) 5497–5507.
4. Jiang, W., Huang, H., Wang, J., Gao, Y. ve Wang, L., Commutation Analysis of Brushless DC Motor and Reducing Commutation Torque Ripple in the Two-Phase Stationary Frame, IEEE Transactions on Power Electronics, 32, 6 (2017) 4675–4682.
5. Amirthalingam, R. ve Mahadevan, B., A New Approach for Minimizing Torque Ripple in a BLDC Motor Drive with a Front end IDO DC-DC Converter, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Science, 25 (2017) 2910–2921.
6. Li, X., Xia, C., Cao, Y., Chen, W. ve Shi, T., Commutation Torque Ripple Reduction Strategy of Z-Source Inverter Fed Brushless DC Motor, IEEE Transactions on Power Electronics, 31, 11 (2016) 7677–7690.
7. Xu, Y., Wei, Y., Wang, B., ve Zou, J., A Novel Inverter Topology for Brushless DC Motor Drive to Shorten Commutation Time, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 63, 2 (2016) 796–807.
8. Sultana, P. R. ve Pathi, P. L., Minimization of Torque Ripples in BLDC Motor using PWM Technique, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 3, 9 (2014) 12043–12050.
9. Shi, J. ve Li, T. C., New Method to Eliminate Commutation Torque Ripple of Brushless DC Motor with Minimum Commutation Time, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60, 6 (2013) 2139–2146.
10. Krishna, S. S. ve Kumar, B. M., A New Approach for Torque Ripple Minimization in Brushless DC Motor using SEPIC Converter, Journal of Electrical & Electronic Systems, 2, 1 (2013) 1–5.

11. Fang, J., Li, H. ve Han, B., Torque Ripple Reduction in BLDC Torque Motor with Nonideal Back EMF, IEEE Transactions on Power Electronics, 27, 11 (2012) 4630–4637.
12. Shi, T., Guo, Y., Song, P., ve Xia, C., A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC–DC Converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57, 10 (2010) 3483–3490.
13. Jang, J. S. ve Kim, B. T., Minimization of Torque Ripple in a BLDC Motor using on Improved DC Link Voltage Control Method, 31st International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), October 2009, Incheon, South Korea, 1–5.
14. Chen, W., Xia, C. ve Xue, M., A Torque Ripple Suppression Circuit for Brushless DC Motors based on Power DC/DC Converters, 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), June 2008, Singapore, 1453–1457.
15. Niasar, A. H., Vahedi, A. ve Moghbelli, H., Analysis of Commutation Torque Ripple in Three–Phase, Four–Switch Brushless DC (BLDC) Motor Drives, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2006, Jeju, South Korea, 1–6.
16. Song, J. H. ve Choy, I., Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives using a Single DC Current Sensor, IEEE Transactions on Power Electronics, 19, 2 (2004) 312–319.
17. Hui, T., Controllability Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Motors, Electrical Machines and Systems (ICEMS), Proceedings of the fifth International Conference on, August 2001, Shenyang, China, 2 1317–1322.
18. Park, S. J., Park, H. W., Lee, M. H. ve Harashima, F., A New Approach for Minimum–Torque–Ripple Maximum–Efficiency Control of BLDC Motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47, 1 (2000) 109–114.
19. Brendsen, C. S., Champenois, G. ve Bolopion, A., Commutation Strategies for Brushless DC Motors: Influence on Instant Torque, IEEE Transactions on Power Electronics, 8, 2 (1993) 231–236.
20. Carlson, R., Lajoie–Mazenc, M. ve Fagundes, J. C. d. S., Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 28, 3 (1992) 632–638.

21. Jogarao, R., Reddy, M. ve Ashok, G., Analysis of Commutation Torque Ripple Minimization for Brushless DC Motor Based on SEPIC Converter, International Journal of Engineering Research and Application, 6, 11 (2016) 5–11.
22. Viswanathan, V. ve Seenithangom, J., Approach for Torque Ripple Reduction for Brushless DC Motor Based on Three–level Neutral–point–clamped Inverter with DC–DC Converter, IET Power Electronics, 8, 1 (2015) 47–55.
23. Kang, B. H., Kim, C. J., Mok, H. S. ve Choe, G. H., Analysis of Torque Ripple in BLDC Motor with Commutation Time, IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (ISIE), June 2001, South Korea, 1044–1048.
24. Cao, Y., Shi, T., Liu, Y. ve Wang, Z. Commutation Torque Ripple Reduction for Brushless DC Motors with Commutation Time Shortened, IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), May 2017, Miami, FL, USA, 1–7.
25. Lad, C. K. ve Chudamani, R., A Simple Overlap Angle Control Strategy for Reducing Commutation Torque Ripple in a Brushless DC Motor Drive, Engineering Science and Technology, an International Journal, 20 (2017) 1406–1419.
26. Kim, I., Nakazawa, N., Kim, S., Park, C. ve Yu, C., Compensation of Torque Ripple in High Performance BLDC Motor Drives, Control Engineering Practice, 18 (2010) 1166–1172.
27. Niasar, A. H., Vahedi, A. ve Moghbelli, H., A Novel Method for Commutation Torque Ripple Reduction of Four–Switch, Three–Phase Brushless DC Motor Drive, Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering, 3, 3 (2007) 83–96.
28. Naveen, V. ve Isha, T. B., A Low Cost Speed Estimation Technique for Closed Loop Control of BLDC Motor Drive, International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), April 2017, Kollam, India, 1–5.
29. Chen, Z., Zhang, H., Liu, X., Hu, H., Zhao, J. ve Gao, C., A New Method to Suppress the Commutation Torque Ripple for BLDC Motor Based on ZETA Converter, 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA), December 2015, Hong Kong, China, 1–6.
30. Ahmed, S., Krishna, P., Eswaraiah, G. ve Madhuri, M., Reduction of Ripple Torque in Brushless DC Motor during Commutation using Modified SEPIC Converter, International Journal of Scientific Engineering and Technology Research, 5, 11 (2016) 2296–2300.

31. Xia, K., Lu, J., Bi, C., Tan, Y. ve Dong, B., Dynamic Commutation Torque–Ripple Reduction for Brushless DC Motor Based on Quasi–Z–Source Net, IET Electric Power Applications, 10, 9 (2016) 819–826.
32. Feipeng, X., Tiecei, L. ve Pinghua, T., A Low Cost Drive Strategy for BLDC Motor with Low Torque Ripples, 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), June 2008, Singapore, 2499–2502.
33. Krishnan, G. ve Ajmal, K. T., A Neoteric Method Based on PWM ON PWM Scheme with Buck Converter for Torque Ripple Minimization in BLDC Drive, Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMD), July 2014, Kottayam, India 1–6.
34. Xiaofeng, Z. ve Zhengyu, L., A New BLDC Motor Drives Method Based on BUCK Converter for Torque Ripple Reduction, 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (CES/IEEE), August 2006, Shanghai, China, 1–4.
35. Weikang, Q. ve Yutao, S., Analysis and Simulation on Torque Ripples of Brushless DC Motor, TELKOMNIKA Telecommunication, Computing, Electronics and Control, 13, 2 (2015) 381–390.
36. Chuang, H. S., Ke, Y. L. ve Chuang, Y. C., Analysis of Commutation Torque Ripple using Different PWM Modes in BLDC Motors, IEEE Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference, May 2009, Calgary, Canada, 1–6.
37. Krause, P. C., Wasynczuk, O. ve Sudhoff, S. D., Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Second Edition, 557–600, IEEE Press Series on Power Engineering, USA, 2002.
38. Bose, B. K., Modern Power Electronics and AC Drives, 86–93, Prentice Hall PTR, USA, 2002.
39. Baharatkar, S. S., Yanamshetti, R., Chatterjee, D. ve Ganguli, A. K., Commutation Torque Ripple Analysis and Reduction Through Hybrid Switching for BLDC Motor Drives, IEEE Region 10 and the Third International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS), December 2008, Kharagpur, India, 1–5.
40. Niasar, A. H., Moghbelli, H. ve Vahedi, A., Commutation Torque Ripple of Four–Switch, Brushless DC Motor Drives, Part II: Controllability and Minimization, 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, March 2006, Istanbul, Turkey, 547–552.

41. Meng, G., Xiong, H. ve Li, H., Commutation Torque Ripple Reduction in BLDC Motor using PWM\_ON\_PWM Mode, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), November 2009, Tokyo, Japan, 1–6.
42. Shanthamoorthy, V. ve Swaroopan, N. M. J., Design of Intelligent Controller to Reduce the Torque Ripple in a Brushless DC Motor Drive, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 3, 2 (2014) 467–476.
43. Khudhair, I. O. K., Iterative Learning Controller for the Reduction of Commutation Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives, Master's Thesis, Bahcesehir University, Graduate School of Natural and Applied Science, Istanbul, 2015.
44. Kahveci, H., Doğrudan Sürüşlü Elektrikli Araçlar İçin Bulanık Mantık Tabanlı Elektronik Diferansiyel Sisteminin Gerçeklenmesi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2013.
45. Aydoğdu, Ö., Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, 2006.
46. Xia, C. L., Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls, 1–165, John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., India, 2012.
47. Lin, Y. K. ve Lai, Y. S., Pulse–width Modulation Technique for BLDCM Drives to Reduce Commutation Torque Ripple without Calculation of Commutation Time, IEEE Transactions on Industrial Applications, 47, 4 (2011) 1786–1793.
48. Krishnan, R., Electric Motor Drives Modelling, Analysis and Control, 513–620, Prentice Hall, USA, 2001.
49. Viswanathan, V. ve Jeevananthan, S., Reducing Torque Ripple of BLDC Motor by Integrating DC–DC Converter with Three–level Neutral–point–clamped Inverter, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, 35, 3 (2016) 959–981.
50. Muralidhar, J. E. ve Varanasi, P., Torque Ripple Minimization & Closed Loop Speed Control of BLDC Motor with Hysteresis Current Controller, 2nd International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), March 2014, Combiatore, India, 1–7.
51. Gheorghe, U., Cristina, D. ve Gheorghe, B., Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives, International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (ICEPE), October 2012, Lasi, Romania, 385–390.

52. Rashid, M. H., Güç Elektroniği Yarı iletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları, Sunter, S. ve Aydemir, M. T., 4. Basımdan Çeviri, 210–279, 740–839, Nobel Yayın Evi, Ankara, 2015.
53. www.elektrikport.com, Sürekli Mıknatıs Teknolojisi ve Enerji Verimliliği Açısından Önemi, 30 Temmuz 2009.
54. Yedamale, P., Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc. App. Note, 2003, USA.
55. Ergün, A., Manyetik Sensör ve Transduserler Ders Sunusu, 2017, DEÜ, İzmir.
56. Erken, F., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanmalarının Azaltılması, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2014.
57. Turhan, E., Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Moment İyileştirmesi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2014.
58. Bayraktar, C. H., Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kontrolü, Seminer Tezi, İstanbul Aydın Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2014.
59. Yüksel, İ., Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, MATLAB ile Genişletilmiş 7. Basım, 223–258, Nobel Yayın Evi, Ankara, 2011.
60. Zadeh, L.A., Fuzzy Sets, Information and Control, 8,3 (1965) 338–353.
61. Altaş, İ. H. , Bulanık Mantık: Bulanıklılık Kavramı, Aylık 3e (Enerji, Elektrik, Elektromekanik) Dergisi, Sayı 62, Temmuz 1999, 80–85.
62. Altaş, İ.H., Nöral Bulanık Sistemler Ders Notları, 2016, KTÜ, Trabzon.
63. Mamdani, E.H. ve Assilian, S., An Experiment in Linguistic Synthesis with A Fuzzy Logic Controller, International Journal of Man–Machine Studies, 7,1 (1975) 1–13.

## ÖZGEÇMİŞ

1984 yılında Erzurum'da doğdu. İlk ve Orta öğrenimini Erzurum'da bitirdikten sonra Lise öğrenimini yine Erzurum Kazım Karabekir Endüstri Meslek Lisesi Elektrik Bölümünde tamamladı. 2009'da Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünü bitirerek ilk lisans derecesini aldı. 2011 yılına kadar Erzurum Enerji Nakil Hatlarının Yer Altına Alınması işinde yardımcı kontrolör olarak çalıştı. 2015'te Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik–Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun olarak ikinci lisans derecesini aldı. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik–Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Mühendisliği Tezli Yüksek Lisans Programı'nda Yüksek Lisans eğitimine başladı. 2012 yılı Şubat ayından itibaren Bayburt Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Elektrik ve Enerji Bölümü'nde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır ve İngilizce bilmektedir. 2012 yılında evlenmiştir.