



**ÜÇ FAZLI FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI İÇİN KOMÜTASYON
AKIM SALINIMININ AZALTILMASINA YÖNELİK YENİ BİR
YAKLAŞIM**

Emre ÇELİK

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ARALIK 2016

Emre ÇELİK tarafından hazırlanan “ÜÇ FAZLI FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI İÇİN KOMÜTASYON AKIM SALINIMININ AZALTILMASINA YÖNELİK YENİ BİR YAKLAŞIM” adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Doç. Dr. Nihat ÖZTÜRK

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Başkan : Prof. Dr. Ömer Faruk BAY

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. İbrahim SEFA

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. İlyas ÇANKAYA

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Yıldırım Beyazıt Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Üye : Doç. Dr. Hamit ERDEM

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Başkent Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Doktora Tezi olduğunu onaylıyorum

.....

Tez Savunma Tarihi: 22/12/2016

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

.....

Prof. Dr. Hadi GÖKÇEN
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

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

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

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

Emre ÇELİK

22/12/2016

ÜÇ FAZLI FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI İÇİN KOMÜTASYON AKIM SALINIMININ AZALTILMASINA YÖNELİK YENİ BİR YAKLAŞIM

(Doktora Tezi)

Emre ÇELİK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Aralık 2016

ÖZET

Fırçasız doğru akım motoru (FSDAM) basit ve güvenilir yapısı, yüksek güç yoğunluğu ve düşük maliyetli kolay denetlenebilen özelliği nedeniyle endüstride ve elektrikli ev aletlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. FSDAM'lara özgü faz geçişlerinde meydana gelen ani ve güçlü komütasyon akım salınımı bu tip motorların yüksek performans gerektiren uygulamalarda kullanımını sınırlamaktadır. Doğrudan faz akımı algılamalı FSDAM denetimi düşük hızlardaki komütasyon akım salınımını ortadan kaldırmasına rağmen yüksek hızlarda oluşan komütasyon akım salınımı son derece istenmeyen bir salınım çeşididir. Komütasyon akım salınımı, komütasyona uğrayan faz akımlarının eğimleri arasındaki farktan kaynaklandığı için bu eğimlerin birbirine eşit yapıldığı durumda komütasyon akım salınımı yok edilebilmektedir. Bu temel düşünceden yola çıkarak bu tez çalışmasında yeni bir referans akım üretme tekniği ortaya konulmuştur. Çalışmada referans akımların üretimi için ihtiyaç duyulan optimal komütasyon açısı uyarlamalı olarak matematiksel eşitlikler yerine bulanık mantık kestiricisi (BMK) ile elde edilmiştir. BMK'nin performansında önemli rol oynayan kural tablosu genetik algoritmalar (GA) ile çevrimdışı belirlenmiştir. Önerilen yöntemin performansının test edilmesi için FSDAM geleneksel yöntem ve önerilen yöntem ile değişik hız ve değişik denetim akımı durumlarında çalıştırılarak benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir ve sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Uygulamada TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi (Sİİ) kullanılmıştır. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre önerilen yöntemin komütasyon akım salınımını azalttığı ve yüksek hızdaki akım denetleyicileri doyumundan daha az etkilendiği görülmüştür. Elde edilen gelişmeler motorun çıkış gücünün iyileşmesini sağlamıştır.

Bilim Kodu : 90514

Anahtar Kelimeler : Akım denetleyici doyumu, bulanık mantık kestiricisi, fırçasız doğru akım motoru, genetik algoritma, komütasyon açısı

Sayfa Adedi : 167

Danışman : Doç. Dr. Nihat ÖZTÜRK

A NEW APPROACH TO REDUCE COMMUTATION CURRENT RIPPLE FOR
THREE-PHASE BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTORS

(Ph. D. Thesis)

Emre ÇELİK

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

December 2016

ABSTRACT

Brushless direct current motor (BLDCM) has been widely used in industry and home appliances for its simple and reliable structure, high power density, and easy controllable feature with low cost. Specific to BLDCMs, commutation current ripple occurring during phase transfer, which is sudden and strong, limits the use of such motors in applications requiring high performance. Although BLDCM control from direct phase current sensing eliminates commutation current ripple at low speed, it still stands as a highly undesired ripple type at high speed. Since commutation current ripple is caused by different current slew rates of commutated phases, it could be eliminated if the slew rates were made equal. Based upon this basic thought, a new reference current generation technique has been put forth in this thesis, where the optimal commutation angle required for the generation of current references is determined adaptively by a fuzzy logic estimator (FLE) rather than mathematical equations. The rule table, which plays a crucial role in the FLE's performance, is determined offline by the genetic algorithms (GAs). To test the performance of the proposed method, simulation and experimental studies are carried out by letting the BLDCM operate by both the traditional method and the proposed method under varying speed and varying control current conditions, and the results are compared with each other. DSP of TMS320F28335 is used in the implementation. According to the simulation and experimental results, it has been seen that the proposed method reduces the commutation current ripple and is less affected by the current controllers' saturation at high speed. The obtained improvements contribute to the motor output power.

Science Code : 90514

Key Words : Current controller saturation, fuzzy logic estimator, brushless direct current motor, genetic algorithm, commutation angle

Page Number : 167

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Nihat ÖZTÜRK

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın ortaya çıkmasında, değerli bilgilerini benimle paylaşan, kıymetli desteğini hiçbir zaman esirgemeyen ve hayattaki duruşuyla bana örnek olan danışman hocam Sayın Doç. Dr. Nihat ÖZTÜRK'e, bilgi birikimi ve tecrübelerinden faydalandığım Sayın Prof. Dr. Ömer Faruk BAY ve Sayın Doç. Dr. İbrahim SEFA'ya, çalışmama katkılarından dolayı Sayın Doç. Dr. İlyas ÇANKAYA ve Sayın Doç. Dr. Hamit ERDEM'e, uzakta olsa da yakındaymış gibi bir an yardımlarını esirgemeyen Sayın Prof. Dr. Oğuz ÜSTÜN'e ve çalışmam boyunca tarifsiz destekleriyle hep yanımda olan ve haklarını hiçbir zaman ödeyemeyeceğim değerli ailem ile dostlarıma sonsuz teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Ayrıca bu çalışmayı maddi olarak desteklenmeye layık gören Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumuna teşekkürü bir borç bilirim. (Proje Kodu: 115E685)

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
RESİMLERİN LİSTESİ.....	xvi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvii
1. GİRİŞ.....	1
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI	13
2.1. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapısı	13
2.1.1. Stator yapısı.....	14
2.1.2. Rotor yapısı	15
2.1.3. Hava aralığı	17
2.1.4. Konum algılayıcısı	18
2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Çalışma Prensibi	19
2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Üç Fazlı Düzlemde Modellenmesi.....	22
2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Denetimi	31
2.4.1. Doğrudan faz akımı algılamalı denetimde komütasyon analizi.....	35
3. GENETİK BULANIK SİSTEMLER.....	47
3.1. Bulanık Mantık.....	48
3.1.1. Bulanık mantık denetleyiciler	51
3.1.2. Bulanık mantığın üstünlük ve sakıncaları	62

	Sayfa
3.2. Genetik Algoritmalar	64
3.2.1. Problemin genetik algortmada kodlanması.....	66
3.2.2. Başlangıç popülasyonunun elde edilmesi.....	68
3.2.3. Amaç fonksiyonunun belirlenmesi	69
3.2.4. Doğal seçim mekanizması.....	70
3.2.5. Eşleştirme mekanizması	73
3.2.6. Çaprazlama operatörü.....	76
3.2.7. Mutasyon operatörü	79
3.2.8. Elitizm	81
3.2.9. Algoritmanın durdurulması	81
4. FSDAM SÜRME SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE TASARIMI.	85
4.1. Üç Fazlı Evirici Devresinin Kararlı Durum Analizi	86
4.2. Histerisiz Band Akım Denetleyicileri	94
4.3. Genetik Tabanlı Bulanık Mantık Kestiricisinin Tasarlanması.....	97
4.3.1. Bulanık mantık kestiricisinin yapısı	101
4.3.2. Kural tablosunun GA tabanlı optimizasyonu	103
4.3.3. Amaç fonksiyonunun tanımlanması	105
4.4. FSDAM Sürme Sisteminin Sayısal İşaret İşlemci Tabanlı Donanımı	109
4.4.1. Fırçasız doğru akım motoru	110
4.4.2. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici bloğu.....	111
4.4.3. Yalıtım devreleri	113
4.4.4. Akım algılama devresi.....	114
4.4.5. Pozisyon algılayıcısı	116
4.4.6. Sayısal işaret işlemci.....	116

	Sayfa
5. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI.....	121
5.1. Benzetim Sonuçları	121
5.2. Uygulama Sonuçları.....	139
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	153
KAYNAKLAR	157
ÖZGEÇMİŞ	167



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. Tipik bir kural tablosu	54
Çizelge 4.1. Anahtarlama durumları	87
Çizelge 4.2. Referans akımlar için çıkarılan analitik ifadeler	101
Çizelge 4.3. GA parametre değerleri	108
Çizelge 5.1. Benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan motor parametreleri	122



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Radyal akılı örnek bir FSDAM kesit görünüşü	14
Şekil 2.2. FSDAM'ın manyetik tasarımlarına ait kesit görünüşleri (a) 4 kutuplu (b) 20 kutuplu.....	15
Şekil 2.3. Dört kutuplu bir motor için sinüsoidal ve dikdörtgen dalga şeklinde hava aralığı akı dağılımlarının elde edilmesi için kullanılabilecek alternatif konfigürasyonlar (a) Bloklara bölünmüş (b) Manyetik tutucu metal (c) Konik (d) Paralel (e) Radyal (f) Kutup uçlarına mıknatıs eklentisi	17
Şekil 2.4. Pozisyon algılayıcıların mekanik 60° aralık ile yerleştirildiği örnek bir rotor kesit alanı.....	19
Şekil 2.5. Hall etkili algılayıcı çıkış sinyalleri (a) Saat yönünde (b) Saat yönünün tersi yönünde	19
Şekil 2.6. Rotor pozisyonuna göre FSDAM stator faz sargılarının enerjilenme sırası (a) 30°-90° (b) 90°-150° (c) 150°-210° (d) 210°-270° (e) 270°-330° (f) 0°-30° ve 330°-360°	21
Şekil 2.7. İdeal şartlar altındaki FSDAM'a ait dalga şekilleri	22
Şekil 2.8. SMSM'in üç faz eşdeğer devresi	23
Şekil 2.9. Faz akımı, zıt emk, faz güçleri ile elektriksel moment dalga şekilleri.....	28
Şekil 2.10. Faz gösterilimi (a) Bir faz eşdeğer devre (b) Fazör diyagramı	31
Şekil 2.11. DA hat akımının algılanmasına dayalı FSDAM sürme sistemin blok şeması.....	32
Şekil 2.12. DA-DA dönüştürücünün kullanıldığı FSDAM sürme sistemin blok şeması.....	34
Şekil 2.13. AA hat akımının algılanmasına dayalı FSDAM sürücü sistemin blok şeması.....	35
Şekil 2.14. Faz akımlarının $V_{DA} = 6E$ için değişimi.....	37
Şekil 2.15. Faz akımlarının $V_{DA} < 6E$ için değişimi.....	38
Şekil 2.16. DA uyarımlı sürme sisteminde faz akımlarının $V_{DA} > 6E$ için değişimi ...	40

Şekil	Sayfa
Şekil 2.17. AA uyarımlı FSDAM sürme sisteminden elde edilen akım dalga şekillerine ait benzetim sonuçları (a) $V_{DA} > 6E$ (b) $V_{DA} = 6E$ (c) $V_{DA} < 6E$	43
Şekil 2.18. AA uyarımlı FSDAM sürme sisteminden elde edilen akım dalga şekillerine ait uygulama sonuçları (a) $V_{DA} > 6E$ (b) $V_{DA} = 6E$ (c) $V_{DA} < 6E$	44
Şekil 2.19. MATLAB® & Simulink® kütüphanesinde bulunan AA uyarımlı FSDAM sürme sistemi modelinden elde edilen akım dalga şekillerine ait benzetim sonuçları (a) $V_{DA} > 6E$ (b) $V_{DA} = 6E$ (c) $V_{DA} < 6E$	45
Şekil 3.1. Sistemlerin blok şemaları (a) Klasik sistem (b) Genel bulanık sistem	50
Şekil 3.2. Bulanık mantık denetleyicinin yapısı.....	52
Şekil 3.3. Yamuk, üçgen, çan eğrisi ve sigmoid tip üyelik işlevleri	53
Şekil 3.4. Max-Dot çıkarım.....	56
Şekil 3.5. Min-Max çıkarım	57
Şekil 3.6. Tsukamoto çıkarım	58
Şekil 3.7. Takagi-Sugeno çıkarım	58
Şekil 3.8. 5 etiketli tekil çıkış üyelik işlevleri	59
Şekil 3.9. Çıkış değişkeni için elde edilen bulanık küme.....	60
Şekil 3.10. Maksimum kriteri yöntemi.....	60
Şekil 3.11. Ağırlık merkezi yöntemi	61
Şekil 3.12. Ağırlık ortalaması yöntemi	62
Şekil 3.13. Temel bir GA blok diyagramı	66
Şekil 3.14. Sekiz kromozom için örnek bir rulet tekerleği görüntüsü.....	72
Şekil 3.15. Sıraya dayalı ağırlıklandırma.....	74
Şekil 3.16. Turnuva eş seçimi	76
Şekil 3.17. Tek kesimli çaprazlama	77
Şekil 3.18. Mutasyon operatörünün uygulanması (a) İkili GA (b) Gerçek kodlu GA...	80

Şekil	Sayfa
Şekil 3.19. Gerçek kodlu GA ile gerçekleştirilen bir optimizasyon işleminin detaylı akış diyagramı	83
Şekil 4.1. FSDAM'ın AA hat akımının algılanmasına dayalı sürme sistemi	85
Şekil 4.2. FSDAM sürücü eşdeğer devresi	86
Şekil 4.3. I. durum için sürücü eşdeğer devresi	88
Şekil 4.4. II. durum için sürücü eşdeğer devresi	89
Şekil 4.5. III. durum için sürücü eşdeğer devresi	90
Şekil 4.6. IV. durum için sürücü eşdeğer devresi	91
Şekil 4.7. V. durum için sürücü eşdeğer devresi	92
Şekil 4.8. VI. durum için sürücü eşdeğer devresi	93
Şekil 4.9. Histerisiz band akım denetleyicinin bir faz blok diyagramı	95
Şekil 4.10. Histerisiz band akım denetleyiciye ait yıldız bağlı dengeli bir yükün bir faz akım dalga şekli ile anahtarlama durumları	96
Şekil 4.11. Ortaya konulan denetim yönteminin blok diyagramı	99
Şekil 4.12. α , I^* ve θ_r değerlerine bağlı olarak üretilen üç faz referans akımları	100
Şekil 4.13. BMK değişkenleri için tanımlanan üyelik işlevleri (a) Motor hızı için (b) Denetim akımı için (c) Komütasyon açısı için	102
Şekil 4.14. Kural tablosunun optimizasyona hazırlanması	104
Şekil 4.15. Kural tablosu parametrelerinin GA'da kodlanması	104
Şekil 4.16. Örnek kural tablosu	104
Şekil 4.17. Kural tablosu optimizasyonu için GA'nın detaylı akış diyagramı	107
Şekil 4.18. Optimizasyon sonrası elde edilen kural tablosu	109
Şekil 4.19. FSDAM sürme sistemi donanımının blok diyagramı	110
Şekil 4.20. Benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan motorun 1000 d/d'daki zıt emk dalga şekilleri	111
Şekil 4.21. IGBT sürme devresi	113

Şekil	Sayfa
Şekil 4.22. Opto-izolatör devreleri (a) IGBT sürücü devresi için (b) Pozisyon algılayıcısı için	114
Şekil 4.23. Bir faz için akım algılama devresi	115
Şekil 4.24. FSDAM sürme sistemine ait Sİİ içerisinde gerçekleştirilen işlemler	118
Şekil 4.25. eZdsp TMS320F28335 kartının çevre birimleriyle olan konnektör bağlantıları	119
Şekil 5.1. 3 A denetim akımı ve 1000 d/d için benzetim sonuçları (a) Bir faz akımı (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment.....	125
Şekil 5.2. 3,25 A denetim akımı ve 2000 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment	127
Şekil 5.3. 4 A denetim akımı ve 2500 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment	129
Şekil 5.4. 4,5 A denetim akımı ve 2500 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment	131
Şekil 5.5. 4,5 A denetim akımı ve 2750 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment	133
Şekil 5.6. 5 A denetim akımı ve 3000 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment	135
Şekil 5.7. Değişken hız referansı ve değişken yüklü durumdaki benzetim sonuçları (a) Motor hızı (b) Denetim akımı (c) Elektriksel moment.....	137
Şekil 5.8. Motor çalışma durumuna göre komütasyon açısı α 'nın zamana göre değişim eğrisi	138
Şekil 5.9. 3A denetim akımı ve 1000 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen.....	141
Şekil 5.10. 3,25 A denetim akımı ve 2000 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen.....	142
Şekil 5.11. 4 A denetim akımı ve 2500 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen.....	143
Şekil 5.12. 4,5 A denetim akımı ve 2500 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen.....	144
Şekil 5.13. 4,5 A denetim akımı ve 2750 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen.....	145

Şekil	Sayfa
Şekil 5.14. 5 A denetim akımı ve 3000 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen	146
Şekil 5.15. 3250 d/d ve farklı denetim akımı durumlarında uygulama sonuçları (a) $I^* = 4$ A (b) $I^* = 5$ A (c) $I^* = 6$ A (d) $I^* = 7$ A	149
Şekil 5.16. 3250 d/d ve farklı denetim akımı durumlarında elde edilen sonuçlar (a) Generatör çıkış gücü (b) Evirici giriş DA gücü (c) FSDAM sürme sistemi verimi	151



RESİMLERİN LİSTESİ

Resim	Sayfa
Resim 5.1. FSDAM sürme sistemi donanımının uygulama görüntüsü (a) FSDAM'ın DA generatörü ile bağlantısı (b) Kontrol ve güç devreleri.....	140



SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler

Açıklamalar

A, B, C	Yıldız bağlı FSDAM'ın bağlantı uçları
A_n, B_n, C_n	Evrensel kümede dilsel etiketler
$a-b-c$	Üç fazlı sabit eksen takımı
a_n	Anne kromozomların satır numaraları
B	Sürtünme moment katsayısı (Nm.s/rad)
b_n	Baba kromozomların satır numaraları
d	10 tabanlı bir sayı
$d-q$	İki fazlı rotor referans düzlemi
d_{alt}	d sayısının alt sınırı
$d_{üst}$	d sayısının üst sınırı
e	Akım hata değeri (A)
e_a, e_b, e_c	Anlık zıt emk değerleri (V)
E	Komütasyon başlangıcındaki zıt emk değeri (V)
E_a, E_b, E_c	Zıt emk katsayıları
E_{max}	Zıt emk dalga şekillerinin maksimum değeri (V)
f	Frekans (Hz)
G	İterasyon sayısı
G_{max}	Maksimum iterasyon sayısı
H1, H2, H3	Hall etkili algılayıcılar
h_{band}	Histerisiz band akım denetleyicinin band aralığı (A)
h_x	Histerisiz band akım denetleyici fonksiyonları
I^*	Denetim akımı (A)
I_{max}	Maksimum denetim akımı (A)
I_{pk}	Nominal akımın genliği (A)
I_{rms}	Nominal akımın etkin değeri (A)
i_{DA}	Evirici hat akımı (A)
i_a, i_b, i_c	Gerçek faz akımları (A)

Simgeler**Açıklamalar** i_a^*, i_b^*, i_c^*

Referans faz akımları (A)

 i_{max}

Maksimum etkin faz akımı (A)

 J Atalet moment katsayısı (Nm.s²) K_1, K_2

Ölçekleme katsayıları

 K_p

Oransal kazanç (A/rad/s)

 K_i

İntegral kazanç (A/rad)

 k_v

Gerilim sabiti (V)

 L_d d -ekseni endüktansı (H) L_q q -ekseni endüktansı (H) L_{ss}

Faz sargısı toplam endüktansı (H)

 L_l

Kaçak endüktans (H)

 L_{ms}

Öz endüktans (H)

 L_s

Senkron endüktans (H)

 L_a

Endüvi endüktansı (H)

 L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}

Faz sargılarının toplam endüktansları (H)

 L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}

Komşu fazlar arasındaki ortak endüktansları (H)

 M

Komşu fazlar arasındaki ortak endüktans (H)

 m

Faz akımlarının eğimi (A/rad)

 n

Değişkenin iki tabanlı gösterimindeki bit sayısı

 N, S

Stator ve rotor kutupları

 $N(0, 1)$

Ortalaması 0, varyansı 1 olan normal dağılım

 N_{deg}

Gen sayısı

 N_{gen}

Gendeki bit sayısı

 N_{bit}

Toplam bit sayısı

 N_{pop}

Popülasyondaki kromozom sayısı

 N_r

Nominal hız (d/d)

 N_{tut}

Popülasyonda tutulan kromozom sayısı

 N_s

Stator faz sargılarının sarım sayısı

 p

Motor kutup sayısı

 P

Amaç fonksiyonu

 P_a

Mekanik güce dönüşen elektrik gücü (W)

 P_n n . kromozomun seçilme ihtimali

Simgeler**Açıklamalar**

p_m	Mutasyon oranı
P_r	Nominal çıkış gücü (W)
Q	Amaç fonksiyonundaki hedef sayısı
R	Bulanık kural sayısı
R_s	Stator sargılarının omik dirençleri (Ω)
R_a, R_b, R_c	Faz sargılarının omik dirençleri (Ω)
S_1-S_{11}	Kural tablosunda kullanılan parametreler
S_1-S_6	Eviricide kullanılan yarıiletken anahtarlar
t_f	Komütasyon süresi
T_e	Elektriksel moment (Nm)
T_L	Yük moment (Nm)
T_{max}	Maksimum çıkış moment (Nm)
T_{pp}	Moment salınımının tepeden tepeye değeri (Nm)
T_r	Nominal çıkış moment (Nm)
T_0	Ortalama elektriksel moment (Nm)
u_n	n . kromozomun uygunluk değeri
U_n	n . kromozomun normalize edilmiş uygunluk değeri
V_{DA}	Evirici hat gerilimi (V)
v_a, v_b, v_c	Faz gerilimleri (V)
w_1, w_2	Amaç fonksiyonundaki ağırlık katsayıları
x	a, b ve c alt indisleri
x_0, y_0	Durum değişkenleri
$X_{seç}$	Seçim oranı
z	Kontrol değişkeni
z_i	i alt indisi ile işaret edilen bulanık kümenin merkezi
z^*	Durulanmış keskin çıkış değişkeni
α	BMK çıkışından elde edilen elektriksel komütasyon açısı (rad)
$\alpha-\beta$	İki fazlı stator referans düzlemi
β	0 ile 1 arasında bir sayı
γ	Elit olarak seçilen çözüm sayısı
δ	Yük veya moment açısı (rad)

Simgeler**Açıklamalar**

θ_r	Elektriksel pozisyon (rad)
θ_m	Mekanik pozisyon (rad)
λ_f	Sabit mıknatısların ürettiği akı bağı genliği (Weber)
μ	Bulanık kümeye üyelik derecesi
σ	Standart sapma
ψ_a, ψ_b, ψ_c	Her fazı halkalayan toplam manyetik akılar (Weber)
ψ_{fa}	Rotor alan akısı (Weber)
ψ_{sa}	Stator alan akısı (Weber)
φ_p	Motor uç gerilimi ile akımı arasındaki açı (rad)
ω_r	Elektriksel hız (rad/s)
ω_m	Mekanik hız (rad/s)
ω_{max}	Maksimum mekanik hız (rad/s)
Ω_r	Nominal elektriksel hız (rad/s)

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif akım
ADC	Analog sayısal dönüştürücü
AlNiCo	Alüminyum-nikel-kobalt tipi mıknatıs
BMD	Bulanık mantık denetleyici
BMK	Bulanık mantık kestirici
BS	Bulanık sistem
DA	Doğru akım
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
emk	Zıt elektromotor kuvveti
FSDAM	Fırçasız doğru akım motoru
GA	Genetik algoritma
IAE	Mutlak hata integrali
MSF	Moment salınım faktörü
NdBF_e	Neodyum-boron-demir tipi mıknatıs
PI	Oransal+integral

Kısaltmalar**Açıklamalar****Sii**

Sayısal işaret işlemci

SMAA

Sabit mıknatıslı alternatif akım

SmCo

Samarium-cobalt tipi mıknatıs

SMSM

Sürekli mıknatıslı senkron motor



1. GİRİŞ

Dünyada, enerji kaynaklarının hızlı bir şekilde tükenmesi sonucu enerji fiyatlarının artmasıyla, elektrik motorlarının verimlerinin artırılması ve bu motorların kontrolünde minimum enerji sarfiyatının sağlanması öncelikli amaç haline gelmiştir. Tüm dünyada üretilen elektrik enerjisinin büyük bir kısmı elektrik motorları tarafından tüketilmektedir. Bunun yanında, motor kontrol uygulamalarının önemli bir bölümünde değişken hızlı sürücüler kullanılmaktadır. Bu nedenle, elektrik motor ve sürücülerinin yapısal gelişimi büyük önem kazanmıştır. Bazı ülkeler, enerji tasarrufu programları çerçevesinde, elektrik motor ve sürücülerinin geliştirilmesi ve değişken hızlı sürücülerin yaygınlaştırılması için destek sağlamaktadır.

Elektrik motorları ve sürücüleri endüstriyel uygulamaların vazgeçilmez parçalarıdır. Enerji verimliliği alanındaki ihtiyaçtan dolayı, gerçekleştirilen çalışmalar elektrik motorlarının kalite ve çeşitliliğini geliştirmek ile birlikte sürücü verimlerini artırmak üzerine odaklanmışlardır. Elektrik motorlarının üretiminde kullanılan manyetik malzemelerdeki hızlı ilerlemeler, motor sürücü sistemlerinde kullanılan yarı iletken malzemelerdeki gelişmeler ve bu malzemelerin getirdiği üstünlükler bakım gerektirmeyen verimli sabit mıknatıslı alternatif akım (SMAA) senkron motorlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur. Yüksek güç yoğunluğu, yüksek moment/ağırlık oranı ve yüksek verim gibi önemli karakteristik özelliklerinden dolayı bu tip motorlar birçok yüksek performans uygulamalarında, uzun yıllar boyunca yaygın olarak kullanılmış, denetimlerinin kolay yapıldığı fırçalı doğru akım (DA) motorları ve düşük maliyetli alternatif akım (AA) motorlarına göre tercih edilmektedirler.

Temel olarak SMAA motorlarını, motorların zıt elektromotor kuvveti (emk) dalga şekillerini dikkate alarak, sinüsoidal ve trapezoidal olmak üzere iki sınıfa ayırmak mümkündür. Sinüsoidal SMAA motorları, sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) olarak adlandırılırken, trapezoidal SMAA motorları fırçasız doğru akım motorları (FSDAM) olarak adlandırılmaktadır. Zıt emk'nin bağlı olduğu hava aralığı akı yoğunluğunu dalga şekli SMSM'lerde sinüsoidal, FSDAM'larda ise dikdörtgen biçiminde olmalıdır. Bu durum tamamen motor tasarımı ile ilgilidir. Örnek olarak, SMSM'lerde stator sargıları genellikle hava aralığı boyunca sinüsoidal olarak dağıtılırken,

FSDAM’larda konsantrik halde bulunurlar. İdeal koşullar altında, her iki tip SMAA motoru salınımsız, düzgün bir moment üretir [1]. Bazı SMAA motor sürücü üreticilerinin web sayfalarında SMSM için “AA Servo Motor”, FSDAM için ise “DA Servo Motor” isimlendirmelerinin de kullanıldığı görülebilmektedir.

FSDAM’ın fırçalı DA motorlarına göre fazla bir farkı olmamasıyla birlikte komütasyon işlemi elektronik olarak gerçekleştirilir. Bu motorlar senkron ve fırçalı DA motorlarında alan sargıları ile asenkron motorlardaki stator sargılarıyla meydana getirilen hava aralığındaki manyetik akıyı rotorları üzerine yerleştirilen sabit mıknatıslar ile üretirler. Bu nedenle bu motorlar fırça, kollektör ve bilezik gibi ekipmanlara ihtiyaç göstermezler. Bu tip motorlarda rotor sabit mıknatıslardan meydana geldiği için rotordan denetimleri yapılamaz, sabit moment ve sabit güç bölgelerindeki denetim stator aracılığı ile gerçekleştirilir.

FSDAM’ın fırçalı DA motoru, asenkron motor ve anahtarlama relüktans motorlarına göre üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [1-5].

- Kollektör ve fırçalara sahip olmamaları nedeniyle boyları DA motorlarına göre daha kısadır. Böylece aynı değere sahip moment, daha küçük rotor yüzeyi ile elde edilmiş olur. Aynı kazançla, daha yüksek hızlara çıkılarak, yüksek hızlı uygulamalarda kullanılabilme imkânı oluşur ve de atalet momenti de azaltılmış olur.
- Atalet momentleri düşük olduğundan dinamik performansları daha iyidir.
- Hız kontrol olanakları çok iyidir. Asenkron motorlara nazaran, kontrol edilebilen hız aralıkları daha geniştir.
- Küçük bir boyuta karşın yüksek bir moment üretebilirler. DA ve asenkron motorlara göre FSDAM’ın, akım/döndürme momenti, ağırlık/güç oranları daha düşüktür.
- DA motorların ihtiyaç gösterdiği uyartım akımlarına ihtiyaç göstermezler.
- Stator akımları sadece moment üretmek için kullanılır. Asenkron motorlarda olduğu gibi rotoru mıknatıslamak için güç kaynağından ayrıca reaktif formda bir akım çekilmez. Bu ise FSDAM’ın kullanıldığı durumda aynı çıkış gücü için daha az akımın çekileceği anlamı gelir.
- Sağladıkları çalışma ortamı güvenilirdir, kolay soğutulurlar ve sessiz bir çalışma ortamı sağlarlar.

- Fırça, kollektör ve rotordan kaynaklanan kayıpları olmadığı için verimleri daha yüksektir.
- Küçük hacimle yüksek moment üretimi sağladıklarından daha az bakır kullanımı imkânı verirler. DA motorlarındaki kollektör ve fırça düzenekleri olmayışı nedeniyle tehlikeli ortamlarda çalışabilme, bakım gereksinimini azaltma imkânı sağlarlar ve fırçalar nedeniyle oluşan karbon tozlarını içermezler.
- Denetiminin kolay olmasının nedeni, motor akımı ile doğrudan orantılı olan bir çıkış momentine sahip olmalarıdır.

FSDAM bu üstünlükleri sayesinde endüstride birçok alanda servomotor uygulaması olarak yerini almıştır. Özellikle basınçlı hava, otomobil hava düzenleyici, floppy disk sürücüler, elektrikli ev aletleri, teyp tahriki, tarayıcı-yazıcı gibi bilgisayar çevre birimleri, kelime işlemcisi, uzay araştırmaları, video ve cd oynatıcı ve özellikle de robotik uygulamalarda servo denetim ihtiyacını karşılamak amaçlı kullanılmaktadır [6].

FSDAM'lar SMSM'ler ile karşılaştırıldığında aşağıdaki avantajlara ve dezavantajlara sahiptirler.

- Stator sargıları konsantrik yapıda olduğu için üretimleri daha kolay ve kullanılan bakır miktarı daha azdır. Bundan dolayı üretim maliyetleri düşüktür.
- Denetimleri için sadece bir akım algılayıcısı kullanılır. Bu, sistemin maliyetini önemli derecede düşürmektedir.
- 120° komütasyonda rotor pozisyonuna sadece elektriksel 60° aralıklarla ihtiyaç duyulduğundan pozisyon bilgisi için 3 tane hall etkili pozisyon algılayıcı kullanılır. Bu da yine düşük maliyetli bir çözüm sağlamaktadır.
- Aynı akımda daha fazla güç üretirler. Bundan dolayı momentleri nispeten daha yüksektir.
- Hava aralığı uzunlukları sabit olmadığından vuruş momentleri yüksektir. Ayrıca faz komütasyonundan dolayı FSDAM'lar komütasyon moment salınımının etkisindedirler. Bu türdeki moment salınımları FSDAM'ın pozisyon denetim uygulamalarındaki kullanımına engel olmaktadır.
- Trapezoidal zıt emk dalga şeklinin tepe bölgesinin düzgün olmadığı durumda sabit bir moment elde edilemez. Bu durum motorun tasarımıyla yakından ilişkilidir.

- FSDAM denetimlerinin kolay bir şekilde gerçekleştirilmesi birçok uygulamada arzu edilen bir durumdur. Ancak bu denetim algoritması ile akı zayıflatma bölgesinde çalışılamamaktadır.
- SMSM'lerde uzay vektör modülasyonu, alan yönlendirmeli denetim teknikleri kullanılarak yüksek performans elde etmek mümkündür. Ancak bu durumda sistemin maliyeti önemli ölçüde artmaktadır.
- Düşük gürültü, düşük vuruş momenti özellikleri ile komütasyon moment salınımı meydana getirmemesi, SMSM sürücülerini pozisyon denetiminde elverişli kılmaktadır. Ayrıca denetim algoritması akı zayıflatma bölgesinde çalışacak şekilde kolayca uyarlanabilmektedir.

Elektrik motorlarında güç veya moment zıt emk ile faz akımlarının çarpımı olduğundan sabit moment üretimi için SMSM'ler sinüsoidal akımlarla, FSDAM'lar ise 120° kısmi kare dalga akımlarla beslenmeleri gerekir. Zıt emk veya akım dalga şekillerindeki herhangi bir doğrusal olmayan özellik moment salınımlarına neden olacaktır. Bu nedenle, moment salınımlarının azaltılması ile ilgili yapılan çalışmalarda ya makinanın tasarımına bağlı zıt emk dalga şekilleri ya da sürme sistemi geliştirilerek akım dalga şekilleri ayarlanmaya çalışılmıştır. Birçok SMAA motor sürme sistemlerindeki sabit moment üretiminin önemi göz önüne alındığında, son 25 yıldır bu konuyla ilgili literatürde geniş çapta çalışma yapılmıştır. İfade edildiği gibi bu çalışmalar iki önemli sınıfa ayrılmaktadır. İlk önemli sınıf, SMSM olsun FSDAM olsun, düzgün moment üretimi için makina tasarım parametrelerinin ayarlandığı çalışmaları içermektedir. Makina tabanlı bu çalışmalarda amaç makinanın ideal karakteristik özelliklerine olabildiğince yaklaşmaktır. Bu nedenle çalışmalarda salınım problemi temel elektromanyetik etkenler yönünden incelenmiştir. Bu yöndeki çalışmalar aşağıdaki konu başlıkları altında toplanmaktadır.

- Stator oluklarına veya rotor mıknatıslarına kaykırı verilmesi (skewing)
- Stator sargı tiplerinin tasarımı
- Rotor manyetik tasarımı
- Stator manyetik tasarımı

İkinci önemli sınıf motorun aktif denetim tekniğine dayanmaktadır. Bu tekniklerde makinadan veya güç eviricisinden kaynaklanan herhangi bir doğrusal olmayan

karakteristiğinin düzeltilmesi için motor uyarımında değişiklikler yapılmaktadır. Çünkü zıt emk dalga şekillerinin idealden uzak olduğu durumda akım dalga şekilleri düzgün olsa bile moment salınımları meydana gelecektir. Bu tekniklerin performansı makinanın tasarım parametrelerinin ön bilgisine veya makinanın moment üretim karakteristiğinin adaptasyonu için kendinden uyarlamalı mekanizmaların kullanımına bağlıdır. Denetim tabanlı bu teknikler literatürde aşağıdaki başlıklar altında incelenmiştir.

- Programlabilen akım dalga şekli kontrolü
- Tahmin ediciler ve gözlemleyiciler
- Komütasyon moment salınımlarının azaltılması
- Hız döngüsündeki bozucu etkilere karşı dayanıklılık
- Yüksek hızlardaki akım denetleyicinin doyumu

FSDAM'ın çıkış karakteristiği ile faz akımlarının denetim şekli arasında yakın bir ilişki bulunmaktadır. Genel olarak motor akımları evirici ve motor arasındaki AA hattına bağlanan akım algılayıcıları ile doğrudan algılanmaktadır ancak dikdörtgen biçiminde faz akımlarının olduğu durumda, bu akımların bir görüntüsü evirici girişindeki DA hattına bağlanan bir akım algılayıcı ile elde edilebilmektedir. İşte bu husus FSDAM'ların denetiminde iki farklı akım denetiminin ortaya çıkmasına neden olmuştur. Tez kapsamında bunlardan birincisine AA hat akımının algılanmasına dayalı denetim, doğrudan faz akımı algılamalı denetim ya da kısaca AA uyarım, ikincisine ise DA hat akımının algılanmasına dayalı denetim veya kısaca DA uyarım adı verilecektir. Her bir yöntemin kendine has avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır ve motor için farklı çalışma karakteristikleri sunarlar. DA hat akımının algılanmasına dayalı denetim uygulanması basit ve DA hattında yalnızca bir akım algılayıcısına ihtiyaç gösterdiğinden maliyeti düşük bir çözüm sunar. Faz komütasyonu dışında motor akımını denetlemede etkili olmasına rağmen DA uyarım, düşük hızda komütasyon dışındaki faz akımında artış, yüksek hızda ise düşüş meydana getirmektedir. Yaygın olarak komütasyon akım salınımı olarak bilinen bu salınım, ani ve güçlü olduğundan FSDAM'larda son derece istenmeyen bir gürültü kaynağıdır. Komütasyon akım salımı ile meydana gelen komütasyon moment salınımlarının maksimum bağlı değeri düşük hızlarda +%50, yüksek hızlarda -%50 oranına ulaşabilmektedir [66]. Komütasyonun bu derece ciddi moment salınımlarına yol açması FSDAM'ların yüksek performans gerektiren uygulamalardaki kullanımına engel olmuştur [7, 8]. Düşük hızda

meydana gelen komütasyon akım salınımını önlemek için komütasyon dışındaki faz akımının denetlenmesi yeterlidir. Bu ise AA hattına bağlanacak akım algılayıcıları ile motor akımlarının doğrudan denetlenmesiyle mümkündür. AA uyartım olarak adlandırılacak bu denetim yaklaşımında faz akımları algıladıktan sonra eviricinin her bir kolundaki güç anahtarlarının iletim/kesim durumları algılanan akım ile referansı karşılaştırılarak belirlenir. Ancak, DA uyartımda olduğu gibi AA uyartımda da yüksek hızlarda komütasyon akım salınımı meydana gelmektedir. Özellikle, motorun zıt emk'nin evirici hat gerilimine yaklaştığı çok yüksek hızlarda ve dolayısıyla komütasyon süresinin $\pi/3\omega_r$ değerinden büyük olduğu durumda evirici arzu edilen faz akımlarını sağlama kabiliyetini kaybeder. Bu durum akım denetleyicilerin veya eviricinin doyumu olarak ifade edilir [9-11]. Düşük hızlarda komütasyon moment salınımının genliği büyük olmasına rağmen komütasyon süresi kısa olduğundan komütasyonun etkisi zayıftır. Yüksek hızlarda hem komütasyon süresi hem de moment salınımının genliği arttığından komütasyonun etkisi önemli hale gelmektedir. Yüksek hızlarda meydana gelen komütasyon akım salınımını zeki bir yoldan bastırarak doyumun etkisini azaltacak bir denetim tekniğinin ortaya konulması bu tez çalışmasının temel amacıdır.

Yüksek hızlarda hızın artışıyla motor faz akımları ve motor çıkış momenti önemli derecede düşmeye başlar. Bu düşüşün önüne geçmek için motor akımı faz açısı, zıt emk'ne göre ilettilerle rotorun negatif d -ekseninde moment üretmeye yarayan akım bileşeni oluşturulur. Oluşan bu bileşen hava aralığı akısını azaltacak yönde etki gösterir. Faz iletme veya akı zayıflatma adı verilen bu teknikte motorun moment-hız karakteristiği genişletilerek motorun belli bir yük momenti için maksimum hızı artabilmekte ya da belli bir hızda üretilen elektriksel moment değeri artmaktadır [12-15]. Ancak bu durumda güç ve moment salınımında meydana gelen artış oldukça dramatikken çekilen akım anma hızında gerekli olan akım değerinin sargı endüktansına bağlı olarak birkaç katı olabilmektedir [1, 16]. Akım değerinin artması evirici devresinde kullanılan yarı iletken malzemelerin güç değerlerinin büyümesine ve ilave soğutmaya neden olur. Ayrıca kayıplar da akım ile orantılı bir şekilde artar.

1965 yılında, Azeri asıllı sibernetikçi Lotfy A. Zadeh tarafından geliştirilen bulanık mantık kuramı, iki değerli mantık kuramlarına bir alternatif oluşturmuş, sibernetik ve onunla doğrudan ilgili bilimlerde akıl almaz derecede hızlı gelişmeleri tetiklemiş, sibernetik ve yapay zekâ çalışmalarını hızlandırmıştır. Halen süren ömrüne beş büyük bilimsel kuram

sıgdırın Lotfy A. Zadeh mantık, sibernetik, bilgisayar, yapay zekâ ve otomatik makinelerle dair ortaya koyduğu kuramlar ve keşfettiği kanunlarla 20. ve 21. yüzyıl teknoloji devriminde önemli pay sahibi olmuştur [17]. Bulanık mantığın Mamdani ve arkadaşları tarafından zamanla değişen parametre, belirsiz dinamikler ve sistemin doğru bir matematiksel modeline ihtiyaç duyulması gibi sorunları çözmek amacıyla denetim sistemlerine ilk uygulanmasından sonra, bu alanda oldukça önemli adımlar atılmaya başlanmıştır [18-20]. Özellikle sistemin karmaşık olduğu ve analizinin klasik yöntemlerle yapılamadığı ve bilgi niteliklerinin belirsiz veya kesin olmadığı durumlarda bulanık mantık denetim yöntemi çok etkin olmaktadır [21, 22]. Çünkü klasik denetim sistemlerindeki aksine, sistemlerin matematiksel modeline gerek duymadan, sadece istenilen çıkışı verecek şekilde girişe uygulanan işaret ayarlandığından, bulanık denetimin işlemesi tıpkı usta bir insanın o sistemi denetlemesine benzer. Yani bulanık mantık ve bulanık küme işlemleri kullanılarak makinelerin insanlar gibi kararlar vermesi sağlanabilmektedir [23].

Bulanık mantık denetimde üyelik işlevlerinin şeklinin ve sayısının belirlenmesi, kural tablosunun oluşturulması ve ölçekleme katsayılarının ayarlanması denetimin başarısını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu süreçte kesin sonuç üreten sistematik bir yöntem veya teknik bulunmadığı için uzman bilgisine başvurulur. Verilen bilgilerin doğruluğu ve doğru bir şekilde uygulanması bulanık mantık denetimin en önemli sorunlarıdır [24]. Uzman bilgisinin olmadığı veya yetersiz olduğu durumlarda ise tasarım parametreleri deneme-yanılma yöntemi kullanılarak ayarlanmaktadır. Bu yaklaşımda operatör, sistemin cevap eğrisini gözlemleyerek tasarım parametrelerini cevap eğrisi iyileşinceye kadar ayarlar. Böyle bir yaklaşımda, ayarlanacak parametre sayısı fazla olduğundan tasarım işlemi uzun zaman almakla beraber optimal denetim garanti edilememektedir. Bu yüzden, tasarım parametrelerinin çok iyi ayarlanması denetimin performansı açısından önemli bir yere sahiptir.

Genetik algoritmalar (GA), Darwin'in evrim prensipleri ışığında rastlantısal araştırma metotlarını kullanırlar. GA, biyolojik bir süreç içerisinde, doğal seçim ve genetik popülasyonların modellenmesi olarak John Holland tarafından 1975 yılında geliştirilmiştir [25]. Daha sonra tez çalışması olan gaz hattı iletiminin kontrolünü içeren zor bir problemin çözümünü gerçekleştiren öğrencisi David Goldberg sayesinde popülerlik kazanmıştır [26]. GA'ların sağladığı avantajlardan bazıları aşağıda sıralanmıştır [3, 27-29].

- Sürekli ve ayrık değişkenlerle optimizasyon yapılabilir.

- Doğrusal olmayan, multimodal optimizasyon problemlerinin çözümünde etkilidirler.
- Türev bilgisine ihtiyaç göstermezler.
- Birçok değişkenin optimizasyonu ile başa çıkabilirler.
- Oldukça karmaşık arama uzayında rahatlıkla arama yapabilirler.
- Yalnızca tek çözüm yerine optimum değişkenler listesini sağlarlar.
- Sayısal olarak üretilmiş veri, deneysel veri ya da analitik fonksiyonlarla çalışırlar.

Bulanık mantığın insan gibi karar verme, uzman bilgisi sağlama kolaylığı gibi üstünlüklerinin GA'ların güçlü arama yapabilme yeteneği, yerel çözümlerden rahatlıkla kurtulması gibi özellikleri ile desteklenmesi sonucu genetik-bulanık mantık sistemler ortaya çıkmıştır. Böylece bulanık denetim sistemlerinin tasarımında belirlenmesi gereken parametreler GA'lar tarafından belirlenerek tasarım aşamasında karşılaşılan zorluklar ortadan kaldırılmaktadır. Literatürde bulanık denetleyicinin tasarımında GA'lar kullanılarak gerçekleştirilmiş pek çok çalışma vardır [24, 30-48]. Bu çalışmalarda bulanık denetleyiciye ait üyelik işlevlerinin sınır değerleri ile türlerinin ve sayısının belirlenmesinde, kural tablosunu oluşturan bulanık kuralların elde edilmesinde ve gereksiz kuralların kural tablosundan çıkarılmasında, ölçekleme katsayılarının ayarlanmasında ve durulama metodunun belirlenmesinde GA'lar başarıyla kullanılmıştır. Geleneksel tasarım ile karşılaştırıldığında, GA'ların kullanılması ile bulanık denetim performansının arttırıldığı görülmüştür.

FSDAM'ın DA uyartımlı sürme sistemi ile akım denetiminin doymadığı durumlar dikkate alınarak gerçekleştirilen çalışmalarda meydana gelen komütasyon akım salınımı, komütasyon aralıklarında devreye alınan faz akımı ile devreden çıkarılan faz akımının eğimlerinin birbirine eşit yapılabildiği ölçüde azaltılabilmektedir. Bunun için düşük hızlarda devreye alınan faz akımının referans değerine çıkma süresi, yüksek hızlarda ise devreden çıkarılan faz akımının sıfıra düşme süresi özel darbe genişlik modülasyonu (DGM) teknikleri kullanılarak geciktirilmiştir. DGM görev oranı motor ve sürücü sistemin matematiksel modeline bağlı olarak bazı varsayımlar altında çıkarılmıştır ve çıkarılan eşitliklerde zamanla değişebilecek parametreler bulunmaktadır. Komütasyon periyodunun eşitliklerle hesaplanmadığı çalışmalarda, komütasyonun ne kadar süreceği tasarlanan devreler ile belirlenmiştir. Moment salınımlarının azaltılmasına yönelik yapılan bazı çalışmalar izleyen paragraflarda verilmiştir.

Huang, Jiang, Wang ve Wang (2016) çalışmalarında üç fazlı AA motor eksen dönüşüm teorisinden faydalanarak FSDAM için yeni bir analiz yöntemi önermişlerdir. Komütasyon aralığında FSDAM modeli, Park dönüşümü kullanılarak iki fazlı durağan eksen takımında elde edilerek komütasyon moment salınımı ile komütasyon süresinin azaltılması için gerekli kısıtlar ortaya çıkarılmıştır. Komütasyona uğrayan faz akımı değişim oranlarının birbirlerine eşitlenmeye çalışıldığı bu çalışmada komütasyon aralığında kullanılacak DGM görev oranı ile komütasyon süresi motor parametrelerinin kullanıldığı eşitliklere bağlıdır. Viswanathan ve Jeevananthan (2015) komütasyon moment salınımını azaltmak için nötr-nokta tutmalı evirici ile SEPIC dönüştürücünün birleştirilmesine dayalı yeni bir topoloji ortaya koymuşlardır. Sürme sisteminin oldukça karmaşık olması ve önerilen topolojinin maliyeti artırması çalışmanın dezavantajları arasındadır. Xia, Xiao, Chen ve Shi (2014) çalışmalarında toplamalı değişken yapıli denetim yöntemini kullanarak faz akımı optimizasyonuna dayalı bir teknik önermişlerdir. Hem iki fazlı çalışmada hem de komütasyon aralığındaki faz akımları zıt emk dalga şekillerine göre optimize edilmişlerdir. Zıt emk dalga şekillerinin tahmin edilmesi için Luenberger gözleyicisi tasarlanmıştır. Üç fazlı DGM sinyallerinin, Huang ve diğerlerinin (2016) kullandığı sinyallere benzer olduğu bu çalışmada kullanılan algılayıcıların pahalı oluşu önerilen yaklaşımın düşük maliyetli FSDAM sürücülerinde kullanımına engel olabilecek niteliktedir. Lin ve Lai (2011) önerdikleri yöntemde devreye alınan fazın DGM oranı %100 iken devreden çıkarılan faz akımı ile komütasyona dâhil olmayan faz akımı, komütasyon aralığı boyunca aynı görev oranı ile modüle edilmiştir. Kullanılan metodun temel fikri devreden çıkarılan faz ile devreye alınan faz arasındaki hızlı (yüksek eğimli) olan fazı yavaşlatmaktır. Çalışmada komütasyon aralığında uygulanan denetimden ne zaman normal denetime geçilmesi gerektiğini algılamak için ilave sıfır akım algılama devreleri kullanılmıştır. Bu, sistemde donanım artışı meydana getirip komütasyon süresinin kapalı döngü denetimini oluşturmuştur. Metodun komütasyon moment salınımını azaltmasına rağmen yapay olarak komütasyon süresini uzattığı Shi ve Li (2013) çalışmalarında ifade edilmiştir. Bu çalışma, Lin ve diğerlerinin (2011) çalışmasına benzer olmakla birlikte bazı farklılıkları vardır. Çalışmada farklı olarak komütasyon süresi kontrol edilebilmektedir. Böylece, FSDAM'ın çalışmasına olumsuz etkileri olan komütasyon minimum sürede gerçekleştirilebilmektedir. Ancak anahtarların görev oranlarının ve komütasyon süresinin motorun bazı parametrelerine bağlı olması bu çalışmanın dezavantajlarıdır. Bu kontrol değişkenlerinin her çevrim saykılında tekrar tekrar hesaplanması işlemcinin hesaplama yükünü de

arttırmaktadır. Önerilen denetim yaklaşımının performansı düşük ve orta hızlarda iyi iken yüksek hızlarda kötüleşmiştir. Guangwei, Hao ve Huaishu (2009) çalışmalarında komütasyon aralığını analiz ederek elde ettikleri eşitlikler yardımıyla FSDAM'ı düşük ve yüksek hızlarda minimum komütasyon moment salınımı ile denetlemeye çalışmışlardır. Önerdikleri kompanzasyon tekniği PWM-ON-PWM tekniğine dayanmaktadır. Analizlerin sonucunda elde ettikleri DGM görev oranları birçok eşitliğe dayanmakta ve bazı varsayımlar altında çıkarılmıştır. DGM oranlarının zıt emk, sargı direnci, evirici hat gerilimi gibi bazı elektriksel parametrelere bağlı olması çalışmanın dezavantajları arasında sayılabilmektedir. Gelişmiş evirici hat geriliminin denetimi ile net moment salınımının azaltılabileceği Jang ve Kim (2009) çalışmasında verilmiştir. Çalışmada literatürdeki benzer çalışmalar değerlendirilmiş ve komütasyon akım salınımı azaltılsa bile vuru moment bileşeninden dolayı net moment eğrisinde salınımların olduğu ifade edilmiştir. Sonlu elemanlar analizi kullanılarak vuru moment bileşeni, önerilen gerilim kontrolü ile kaydırılmıştır ve var olan çalışmalara kıyasla moment salınımında %13'lük bir iyileşme sağlanmıştır. Pan ve Fang (2008) akım salınımını azaltmak amacıyla yeni bir akım denetim metodu önermişlerdir. Ancak çalışmada komütasyonun neden olduğu akım salınımı tam olarak göz önünde bulundurulmamıştır. Nam, Lee, Lee ve Hong (2006) çalışmalarında komütasyon salınımını evirici hat gerilimini ayarlayarak azaltmışlardır. Çalışmada hat gerilimi için ilave kontrol devresi ve kondansatörlere ihtiyaç duyulduğundan sistemin maliyeti artmıştır. Cao, Cao, Xu, Zhou, Guo ve Wu (2008) komütasyon akım salınımını azaltmak amacıyla motor parametrelerine gereksinim duyan prediktif bir akım denetim metodu geliştirmişlerdir. Ancak çalışma sonuçları incelendiğinde, uygulama sonuçlarının ideal sonuçlara erişmede başarılı olduğu söylenemez. Xiao, Li, Zhang ve Li (2005) ile Kim, Lee ve Kwon (2006) komütasyon sürecinde görev oranının ayarlanmasıyla komütasyon moment salınımının azaltılabileceğini göstermişlerdir. Bu çalışmalarda kullanılan iki fazlı DGM akım salınımının azaltımına yönelik katkıyı sınırlamıştır.

Lu, Zhang ve Qu (2008), Liu, Zhu ve Howe (2007) ile Bharatkar, Yanamshetti, Chatterjee ve Ganguli (2008) çalışmalarında komütasyon akım salınımını azaltmak için üç fazlı DGM tekniğini önermişlerdir. İlk iki çalışmada üç tane akım algılayıcısına ve moment gözleyicisine ihtiyaç duyulmuştur. Bunlar da beraberinde maliyet artışı veya hesaplama ile parametre duyarlılığı getirmektedir. Bharatkar ve diğerlerinin (2008) çalışmalarında ise komütasyon sürecinde üç fazlı DGM'nin uygulanacağı süre hesaplama ile belirlenmiştir. Ancak komütasyon süresinin hesaplandığı eşitlikte motor sargı endüktansı bulunmaktadır.

Wei, Hu ve Zhang (2006) ile Song, Zhou ve Wu (2008) çalışmalarında, eviricideki üç fazın her birine PWM-ON-PWM yöntemini uygulayarak her bir fazı bağımsız olarak kontrol etmişlerdir. Bu çalışmalardaki temel fikir, dikdörtgen biçimli faz gerilimlerini, her iki ucundan sıfır eksenine yaklaştırarak daha çok sinüsoidal dalga şekline benzemesini sağlamaktır. Böylece akım sıfır iken anahtarların açılması engellenmiştir. Serbest dönüşüm diyodundan geçen sirkülasyon veya deşarj akımının meydana getirdiği komütasyon moment salınımının teorik çıkarımına göre evirici hat gerilimi, emk'nin dört katına eşit olduğu durumda moment salınımı meydana gelmemektedir [66]. Buradan yola çıkarak, bu eşitliğin motorun tüm çalışma şartlarında korunmasını sağlayan çalışmalar Zhang, Hu ve Lu (2005), Shi, Guo, Song ve Xia (2010) tarafından önerilmiştir. Çalışmalarda üç fazlı eviriciden önce kontrollü DA-DA çeviricisi kullanılmıştır. Bu çevirici sayesinde emk'ne göre hat gerilimi ayarlanmaktadır. Böylece komütasyon işlemi içindeki faz akımlarının değişim oranları birbirine eşit tutulmuştur. Bu yöntemin performansı kullanılan DA-DA çeviricilerin hızına ve doğrusal tepkisine önemli derecede bağlıdır.

Park, Park, Lee ve Harashima (2000) FSDAM'ın minimum moment salınımı ve maksimum verim ile denetimi için yeni bir yaklaşım adlı çalışmalarında d-q-0 referans düzlemini kullanarak üç fazlı dengesiz durumlar da dâhil olmak üzere, referans faz akımlarının dalga şekillerini optimize etmişlerdir. Çalışmanın amacı, anma hızının altında üretilen akım dalga şekillerinden, amper başına minimum salınım ile en fazla moment üreten akım dalga şeklini seçmektir. Başarılı sonuçlar elde edilmesine rağmen çıkış gücünün motorun dikdörtgen biçimli akımlar ile sürüldüğü duruma kıyasla ne kadar düştüğü çalışmada ifade edilmemiştir. AA uyarımlı sürme sistemi kullanıldığından çalışmada komütasyon moment salınımı söz konusu değildir. Cros, Vinassa, Clenet, Astier ve Mazenc (1993) özel bir akım regülasyon tekniği kullanarak yüksek hızlarda meydana gelen moment salınımlarını başarılı bir şekilde azaltmışlardır. Komütasyon aralıklarında faz akımları kapalı döngü, anlık olarak kontrol edilerek devreden çıkarılan faz ile devreye alınan faz akımlarının eğimleri birbirine eşitlenmeye çalışılmıştır. Diğer çalışmalara kıyasla motor parametrelerine duyarlılık söz konusu değildir. Shanthamoorthy ve Swaroopan (2014) ile Yaya ve Honghua (2009) moment salınımlarının azaltılmasına yönelik bulanık tabanlı zeki denetleyiciler önermişlerdir. Çalışmalarda yalnızca geleneksel PI hız denetleyicisi yerine bulanık tabanlı hız denetleyicisi kullanılmış, komütasyon akım salınımı dikkate alınmamıştır. Böylece denetleyicinin çıkışı olan denetim akımı sinyalindeki titreşimler azaltılmaya çalışılmıştır.

Bu tez çalışmasında FSDAM'ın doğrudan faz akımı algılamalı denetiminde, akım denetiminin doyduğu yüksek hızlarda meydana gelen komütasyon akım salınımlarını azaltmak ve motorun çıkış gücünü iyileştirmek amacıyla zeki bir sisteme dayalı yeni bir referans akım üretme tekniği ortaya konulmuştur. Komütasyon aralıklarında meydana gelen akım salınımları, devreye alınan faz ile devreden çıkarılan faz akımlarının eğimleri arasındaki farktan kaynaklandığından eşit eğimli referans faz akımlarının üretimi gerçekleştirilmiştir. Bu üretim şemasında ihtiyaç duyulan komütasyon periyodunun elektriksel kaç derece olacağı, motorun çalışma şartlarına göre ilk defa insan gibi karar verme ve uzman bilgisi sağlama kolaylığı gibi üstünlükleri olan bulanık mantık kestiricisi ile elde edilmiştir. Bundan dolayı moment gözleyicisi veya sıfır akım algılama devreleri kullanılmamıştır. Çalışmada aynı zamanda komütasyon süresinin hesaplanmasına da gerek yoktur. Bulanık mantık kestirici performansında önemli rol oynayan kural tablosu özel bir şekilde kodlanarak, karmaşık optimizasyon problemlerinin çözümünde etkili olan genetik algoritmalar ile çevrimdışı belirlenmiştir. Böylece bulanık mantık kestiricinin tasarım aşamasında belirlenmesi gereken kural tablosu için uzman bilgisine ihtiyaç ortadan kalkmıştır. Çevrimdışı belirleme işleminde sistemin tam modeli elde edildikten sonra C programlama dili kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu ortamda genetik algoritma ile elde edilen optimum kural tablosu deneysel çalışmalarda kullanılmıştır. Deneysel çalışmalarda Texas Instruments firması tarafından üretilen TMS320F28335 Sİİ kullanılmıştır.

Önerilen yöntemin performansının test edilmesi için FSDAM geleneksel yöntem ve önerilen yöntem ile değişik hız ve değişik denetim akımı durumlarında çalıştırılarak benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir ve sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre önerilen yöntemin komütasyon akım salınımlarını azalttığı ve yüksek hızdaki akım denetleyicileri doyumundan daha az etkilendiği görülmüştür. Elde edilen gelişmeler motorun çıkış gücünün iyileşmesini sağlamıştır.

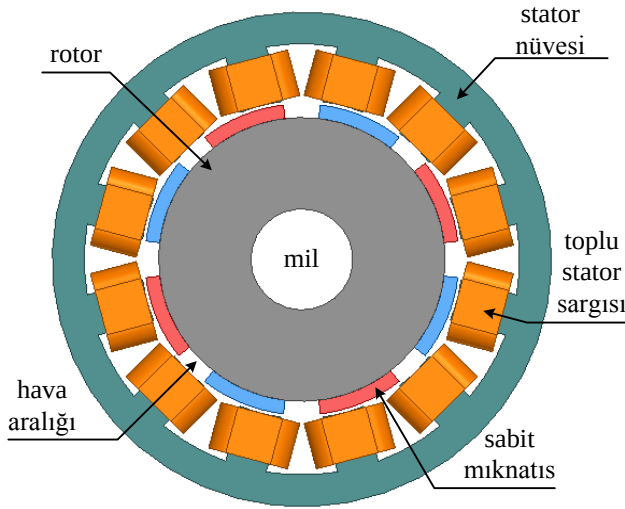
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

Geleneksel DA motorlarının verimi ve momentı yüksek, karakteristik özellikleri servo motor olarak kullanımlarına elverişlidir. Fırça ve kollektör gibi mekanik düzenlere ihtiyaç göstermeleri bu motorların en büyük dezavantajlarıdır. Motorun çalışması esnasında, fırçalar aşınmakta ve sıklıkla değiştirilmesi gerekmektedir. Ayrıca komütasyon esnasında oluşan arktan dolayı makina çabuk ısınmakta, fırça ve kollektör bozulmaktadır. Bu olumsuz yönleri nedeniyle bu motorların endüstriyel uygulamalardaki kullanım alanı giderek daralmaktadır [73].

FSDAM'lar statoru üzerinde endüvi sargıları, rotoru üzerinde sabit mıknatısları bulunan ve zıt emk dalga şekli trapezoidal olan senkron motorlardır. Yapısal olarak FSDAM'lar, geleneksel sabit mıknatıslı DA motorlarının içten dışa terslenmiş versiyonudur. Bu motorlar geleneksel DA ve senkron motorlardaki alan sargıları ile asenkron motorlardaki stator sargılarıyla meydana getirilen hava aralığı manyetik akı bileşenini rotorları üzerine yerleştirilen sabit mıknatıslar ile üretirler. Bundan dolayı FSDAM'lar stator akımlarında rotorun mıknatıslanması için asenkron motorlarda olduğu gibi bir mıknatıslama bileşenine ihtiyaç göstermezler, stator akımları yalnızca moment üretmek için çekilirler. Aynı çıkış gücünü elde etmek için FSDAM, asenkron motorlara nazaran daha az enerji tüketir. Bu nedenle verimleri yüksektir. Ayrıca stator bakır kayıplarının birbirine eşit olduğu şartlar altında gerçekleştirilen analize göre FSDAM, SMSM'e göre %15 daha fazla güç yoğunluğuna sahiptir [10]. Basit ve güvenilir yapı, sessiz çalışma, yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim, uyarım akımına ihtiyaç göstermeme, düşük maliyetli kolay denetlenebilirlik FSDAM'ların önemli bazı özellikleri arasındadır.

2.1. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapısı

FSDAM'lar manyetik akının kaynağı olan sabit mıknatıstan oluşan rotor, faz sargılarının bulunduğu stator, rotor ile stator arasında bulunan hava aralığı, rotorun hız ve konumunu belirleyen algılayıcılar, mil ve taşıma sisteminden oluşmaktadır [25]. Şekil 2.1'de radyal akıllı örnek bir FSDAM kesit görünüşü verilmiştir.



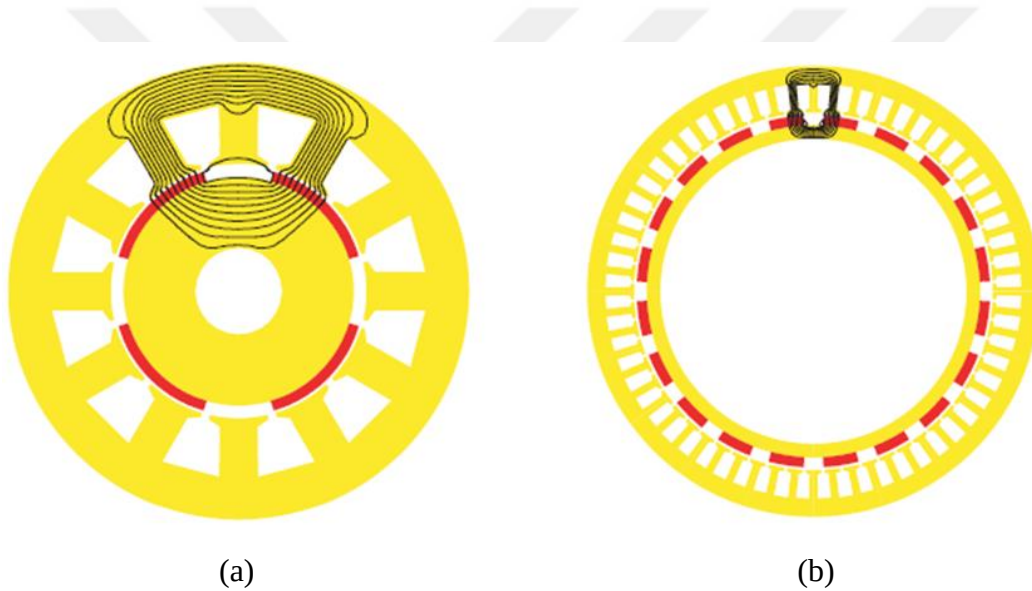
Şekil 2.1. Radyal akılı örnek bir FSDAM kesit görünüşü

2.1.1. Stator yapısı

Stator, döner alanı oluşturan sargıları taşıyan duran kısımdır ve nüveden oluşur. Nüve, manyetik geçirgenliği iyi olan yumuşak silisli sacların paketlenmesinden yapılır. Silisli sacların en önemli özelliği, taşıdığı alaşım elementleri sayesinde manyetik kayıpları minimuma indirmesi ve manyetik özellikleri maksimum seviyeye çıkararak manyetik özelliklerin en üst seviyede olması istenen elektrik makinalarında verimi arttırmasıdır [74]. Nüve kalınlığı stator sargılarına uygulanan kaynak geriliminin frekansı, nüve kayıpları ve imalat maliyeti dikkate alınarak belirlenir [2]. Sargıların statorda bulunması nedeniyle sargılarda oluşan ısı dışarıya daha kolay bir şekilde aktarılır ve sargıların enerjilendirilmesinde bilezik ve fırça gibi ek bir donanıma ihtiyaç yoktur.

FSDAM'lar trapezoidal zıt emk dalga formu üretmek için SMSM'lerden farklı olarak farklı bir sargı şemasına ihtiyaç gösterirler. Bu nedenle statorda tam adımlı konsantrik yapıda sargı çeşidi kullanılır [75, 76]. Bu ise FSDAM'ın stator yapısının geleneksel DA motorunda olduğu gibi çıkık yapıda olmasını gerektirir. Konsantrik sargıların üretimleri daha kolay ve dağıtılmış sargılara göre daha az bakır tele ihtiyaç duyarlar. Bu nedenle üretim maliyetleri daha düşüktür. Böyle bir durumda statorda tipik olarak 3'ün katları şeklinde bobin kullanılır. Sargı grupları makinanın oluk, kutup ve faz sayısı dikkate alınarak belirlenir ve sargılar, birçok elektrik makinalarında kullanılan yalıtılmış bakır tellerden meydana gelir. Stator kutup sayısının belirlenmesinde genellikle motorun çalışma frekansı ve rotor hızı etkili olmaktadır. FSDAM'ın düşük hızlarda çalışması için

çok kutuplu, yüksek hızlarda çalışması için ise az kutuplu olarak üretilmesi uygun olmaktadır. Kutup sayısının artması sürme sistemi açısından verimin artmasını sağlamaktadır. Makina tasarımı açısından bakıldığında ise kutup sayısının artması, makinadaki oluk sayısının artışına neden olur ki bu artışı, makinanın boyutu sınırlar. Şekil 2.2’de 4 ve 20 kutuplu bir motorun aynı şartlar altındaki manyetik tasarımlarına ait kesit görünüşleri verilmiştir. Görüldüğü gibi aynı çıkış momenti için 20 kutuplu motor, 4 kutuplu motorlara göre daha hafif bir manyetik devreye sahiptir. Bu nedenle kutup sayısının artışına bağlı olarak motorun aktif ağırlığı daha azdır. Ancak her iki tasarımdaki nüve ağırlığının ve motor hızının sabit olduğu durumda, çok kutuplu tasarımdaki nüve kayıpları önemli derecede artış gösterecektir.



Şekil 2.2. FSDAM'ın manyetik tasarımlarına ait kesit görünüşleri (a) 4 kutuplu (b) 20 kutuplu

2.1.2. Rotor yapısı

Rotor, üzerinde sabit mıknatısların bulunduğu, motorun dönen kısmıdır. Mıknatıslar birbirleriyle bitişik, stator sargılarıyla karşılıklı olarak rotor üzerine değişik şekillerde, özel tutturucular ile sabitlenip kutupları oluştururlar. Rotor kutuplarında makinanın güç yoğunluğuna göre farklı tipte mıknatıslar kullanılabilir. NdBF_e (Neodyum-Boron-Demir), AlNiCo (Alüminyum-Nikel-Kobalt), SmCo (Samarium-Cobalt), Ferit gibi manyetik malzemeler rotor kutuplarında en çok kullanılan sabit mıknatıslardır. SmCo alaşımlarından sonra, günümüze kadar üretilmiş olan mıknatıslar içerisinde en yüksek enerjiye ve kalıcı indüksiyona sahip olan mıknatıs tipi NdBF_e mıknatıslardır. Bu

mıknatısların en büyük dezavantajı Curie sıcaklığının düşüklüğü ve pahalı olmasıdır. AlNiCo tipi mıknatıslara göre 50 kat daha fazla enerji üretimine sahip olan NdBFe mıknatıslar, SmCo tipi mıknatıslar gibi hacim ve ağırlığın çok önemli olduğu uzay araçları, uçak ve robotikte gereksinim duyulan tahrik motorları, potların yapımı, manyetik bar yapımı gibi yerlerde kullanılır [77].

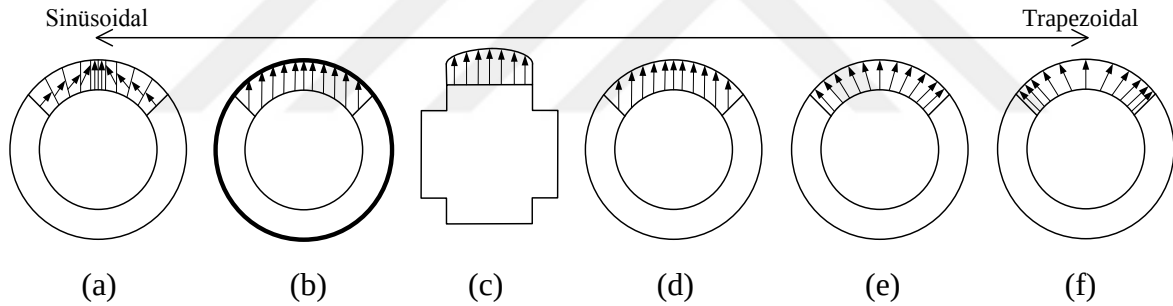
FSDAM'larda sabit mıknatıslar rotor üzerine temelde üç farklı şekilde yerleştirilebilmektedir. Birincisi, en çok kullanılan konfigürasyon olup sabit mıknatıslar, çelik nüveli rotor yapısının yüzeyine yerleştirilir. Motor tasarımı açısından bu tip rotorları yapmak kolaydır ve sabit mıknatıslar, stator kutuplarına daha yakın oldukları için vuruş momenti daha küçüktür [78]. Sabit mıknatıslar, manyetik bir devrede hava aralığı ile aynı şekilde davranışlarından, diğer bir ifadeyle bağlı geçirgenlikleri 1'e yakın olduğu için, bu konfigürasyonda etkin hava aralığı nispeten daha geniştir ve uzunluğu sabittir. Bu nedenle endüktans daha küçük olup, L_d ve L_q endüktanslarının değerleri yaklaşık olarak birbirlerine eşittir. Ancak yüksek hızlarda merkez kaç kuvvetinden dolayı sabit mıknatısların rotor yüzeyinden kopma ihtimali vardır.

İkinci konfigürasyonda sabit mıknatıslar rotor yapısının içerisine gömülmektedir. Bu rotor tipi yüksek hızlı çalışmalar için daha elverişlidir ve uyartım için elde edilen net akı yoğunluğu yüzey mıknatıslı rotor tipine göre daha fazla olduğundan üretilen moment değeri daha fazladır. Ancak sabit mıknatısların gömülü olduğu bölgeler hava aralığı gibi davranacağından, stator sargılarının endüktansı rotor konumuna bağlı olarak değişecektir ve q -ekseni endüktansı, d -ekseni endüktansına oranla daha büyüktür. Relüktans değişimi bakımından bu rotor tipi, anahtarlama relüktans motorunun rotoruna benzetilebilir. Üçüncü konfigürasyonda ise sabit mıknatıslar rotor yüzeyine açılan kanallara yerleştirilmektedir. İkinci konfigürasyondan farklı olarak bu rotor şeklinde, akı yolu oluşturmak amacıyla sabit mıknatısın etrafı manyetik olmayan malzeme ile kaplanmıştır.

Minimum moment salınımı için hava aralığı akı yoğunluğu dalga şekli SMSM'lerde sinüsoidal, FSDAM'larda ise dikdörtgen formda olmalıdır. İdealdeki bu akı dağılımlarını elde etmek için kullanılan bazı sabit mıknatıs yapıları Şekil 2.3'de verilmiştir. En yaygın kullanılan yapılar sırasıyla Şekil 2.3(d) ve Şekil 2.3(e)'de görülen yay biçimindeki paralel ve radyal doğrultuda mıknatıslanmayı sağlayan sabit mıknatıslardır. Paralel

mıknatıslanma, izotropik mıknatıslar ile çok kolay elde edilebilirken radyal mıknatıslanma, anizotropik mıknatıslar kullanılarak üretilmektedir [79]. İki kutuplu motorlarda paralel mıknatıslanma, hava aralığında sinüsoidal akı dağılımı oluştururken radyal mıknatıslanma ile ideale yakın dikdörtgen dalga formunda akı dağılımı elde edilmektedir. Kutup sayısı arttıkça her iki akı dağılımının dalga şekli birbirine benzemeye başlar.

Çok daha iyi dikdörtgen dalga formunda akı dağılımların elde edilmesinde Şekil 2.3(f)'de verilen konfigürasyon kullanılır. Bu durumda kaçak akının etkisizleştirilmesi için mıknatıs uçlarında yüksek enerji yoğunluğuna sahip mıknatıs parçacıkları kullanılır. Daha iyi sinüsoidal akı dağılımının istendiği durumda ise kutup uçlarında kaçak akı etkisinin artırılması için Şekil 2.3(b)'de görüldüğü gibi rotor yüzeyi ince bir manyetik tutucu metal ile kaplanır. Diğer teknikler sırasıyla Şekil 2.3(c)'de görülen koni şeklinde mıknatıslar kullanılarak kutupların uçlarından inceltilmesi ve Şekil 2.3(a)'daki gibi kutupları, mıknatıslanma yönleri değişken bloklardan üretmektir [1].



Şekil 2.3. Dört kutuplu bir motor için sinüsoidal ve dikdörtgen dalga şeklinde hava aralığı akı dağılımlarının elde edilmesi için kullanılabilecek alternatif konfigürasyonlar
(a) Bloklara bölünmüş (b) Manyetik tutucu metal (c) Konik (d) Paralel (e) Radyal (f) Kutup uçlarına mıknatıs eklentisi

2.1.3. Hava aralığı

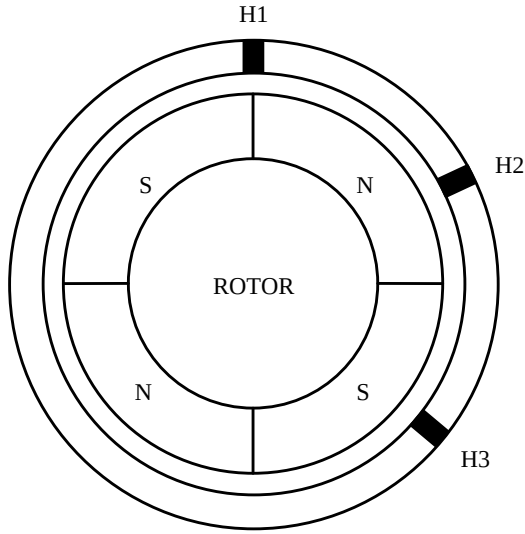
Döner elektrik makinalarında rotor ile stator arasındaki mesafe hava aralığı olarak adlandırılmaktadır. Hava aralığı döner elektrik makinalarının tasarımında kaçınılmazdır ve makinanın performansına etki eden en önemli tasarım parametrelerinden birisidir. Havanın manyetik akıya karşı göstermiş olduğu direnç yüksek olduğu için bu tarz aralıklar manyetik devrenin relüktansını artırır. Bundan dolayı belli bir stator manyetik alanının oluşması için gerekli olan enerji miktarı fazla olacağından hava aralığı, elektriksel kayıplar ve verim ile yakından ilişkilidir. Ayrıca hava aralığının fazla olması sabit mıknatısların

meydana getirdiği manyetik akının etkisinin zayıflamasına neden olur. Bu durumlar dikkate alınarak hava aralığı genişliği, belli bir hava aralığı akısı için gerekli olan güç miktarını azaltmak amacıyla olabildiğince küçük, üretim esnasında mekanik boyutlardaki toleranslar dikkate alınarak yeterince büyük seçilmelidir. Hava aralığının çok küçük seçilmesi mekanik problemlerin yanı sıra gürültü de meydana getirebilmektedir.

2.1.4. Konum algılayıcısı

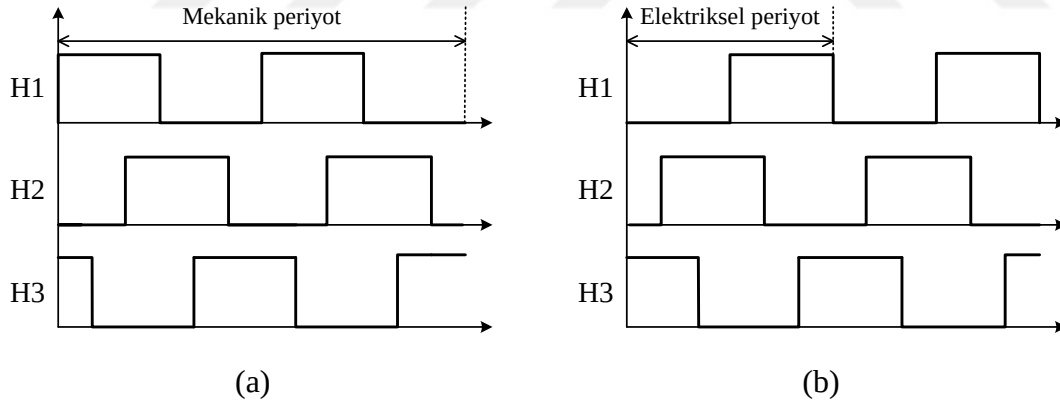
Geleneksel DA motorlarında kullanılan ve endüvi sargılarından geçen akımın mekanik olarak komütasyonunu sağlayan kollektörün, komütasyonun elektronik olarak gerçekleştiği FSDAM’larda bulunmaması, bu motorlara önemli bir üstünlük kazandırmaktadır. Elektronik komütasyon işlemi için ise rotorun gerçek pozisyonun bilinmesine ihtiyaç vardır. Çünkü komütasyon rotor pozisyonu ile eş zamanlı olarak gerçekleştirilmelidir.

FSDAM’larda senkronizasyon sinyaline sadece elektriksel 60° ’de bir ihtiyaç duyulduğundan pozisyon algılayıcısı çok basit yapıda olabilmektedir ve en çok kullanılan pozisyon algılayıcısı hall etkili algılayıcılardır. Bu algılayıcılarla rotorun manyetik alanı doğrudan algılanabildiğinden yardımcı mıknatıs ihtiyacı ortadan kaldırılır. Stator akımlarının meydana getirdiği manyetik alan ile etkileşimden korunmaları için algılayıcıların stator sargılarından yeterince uzağa yerleştirilmeleri gerekir. Algılayıcıların çıkışı, rotor kutuplarının manyetik alan yönlerine bağlı olarak iki seviyelidir. FSDAM’da genelde üç adet hall etkili algılayıcı kullanılır ve mekanik 30° , 60° veya 120° aralıklarla yerleştirilirler [80]. Pozisyon algılayıcıları H1, H2 ve H3’ün mekanik 60° aralık ile yerleştirildiği örnek bir rotor kesit alanı Şekil 2.4’de görülmektedir. Bu durumda rotorun bir tam turu için saat yönünde ve saat yönünün tersinde hareketiyle algılayıcıların çıkışından elde edilen sinyaller Şekil 2.5’de verilmiştir.



Şekil 2.4. Pozisyon algılayıcıların mekanik 60° aralık ile yerleştirildiği örnek bir rotor kesit alanı

Şekil 2.5’de her bir algılayıcı çıkışının elektriksel 180° açılarla değiştiği ve elde edilen sinyaller arasında elektriksel 120°’lik faz farkı olduğu görülmektedir. Ayrıca bir elektriksel periyotta altı farklı kombinasyon olduğu görülmektedir.



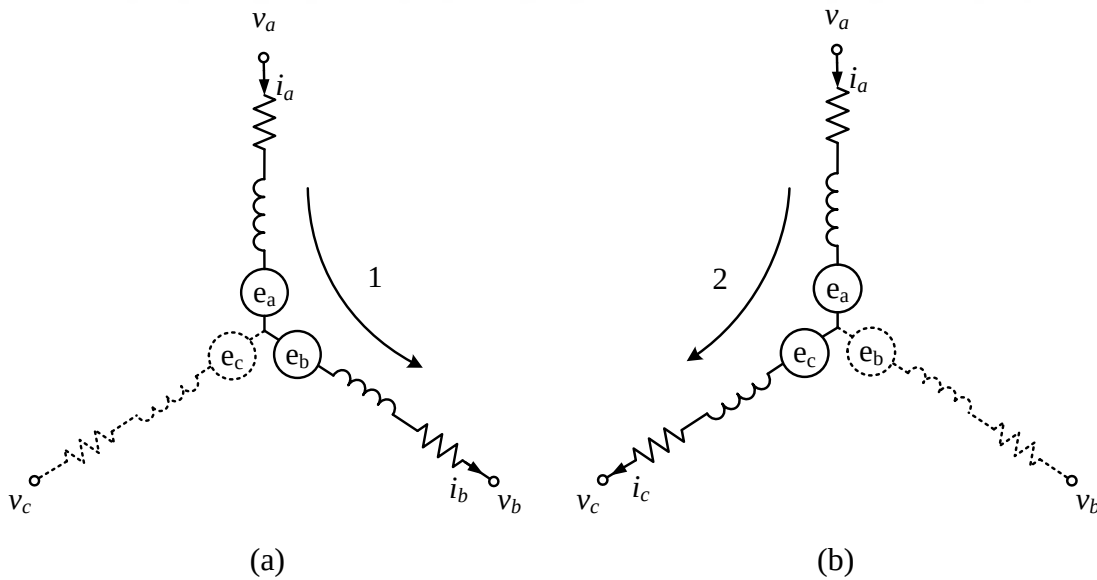
Şekil 2.5. Hall etkili algılayıcı çıkış sinyalleri (a) Saat yönünde (b) Saat yönünün tersi yönünde

2.2. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Çalışma Prensibi

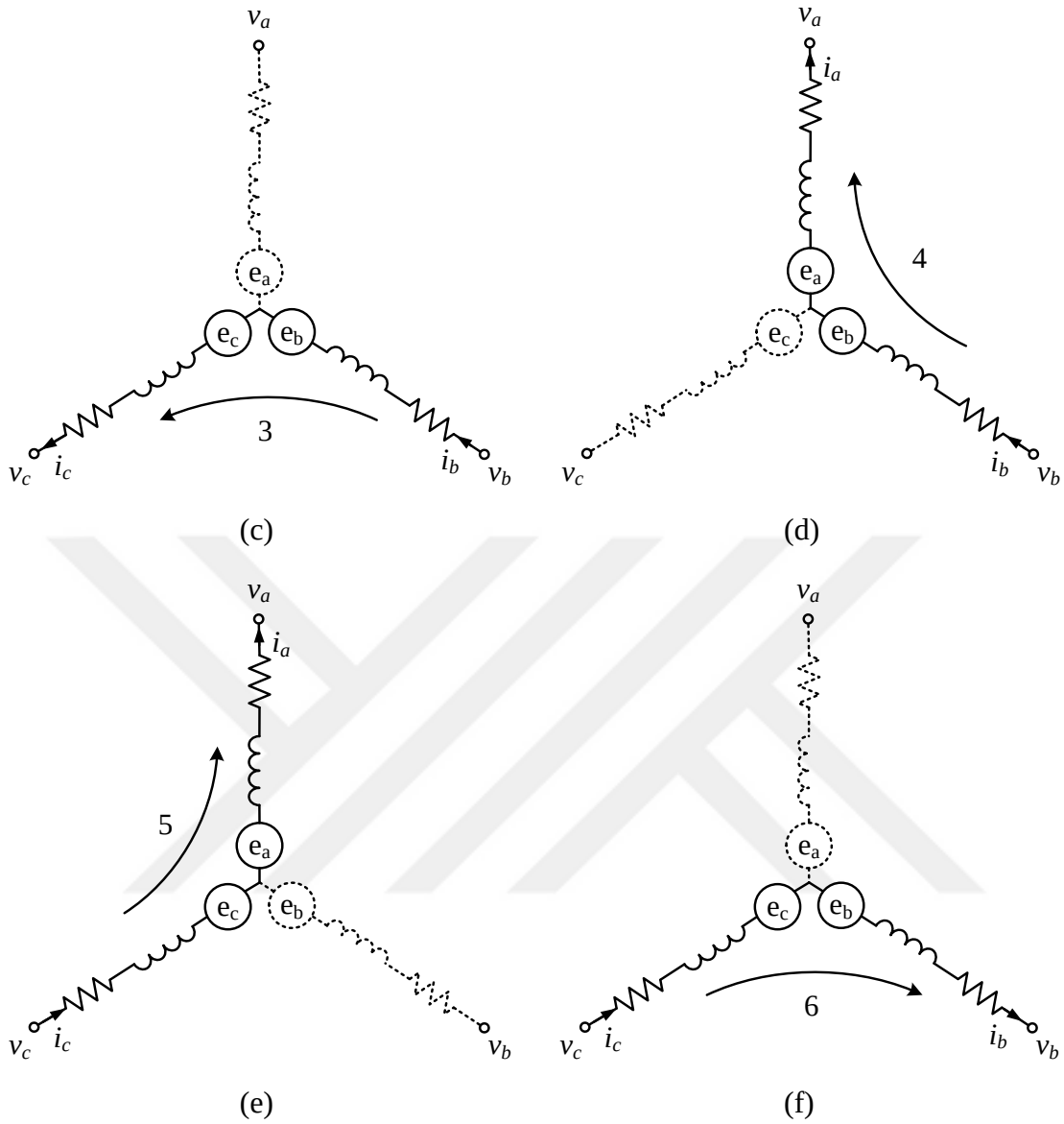
FSDAM, sabit mıknatıslı bir rotora sahip ve elektronik komütasyon işlemi için rotor pozisyonunun bilinmesi gereken tek uyarımlı, senkron bir motordur. Rotor kutupları sabit mıknatısların N ve S kutuplarını oluşturacak şekilde yan yana rotor üzerine yerleştirilmeleri ile elde edilirken, stator kutupları sargılardan geçen akımlar ile elde edilir. Stator sargılarından geçen akımların oluşturduğu manyetik alanın, içerisinde bulunan rotor

sabit manyetik alanı ile etkileşimiyle itme veya çekme kuvveti meydana gelir. Rotor pozisyonuna göre doğru stator kutuplarının oluşturulmasıyla döner bir alan oluşur ve motorun dönüşü için gerekli döndürme momenti meydana getirilir. Stator kutuplarının değişme hızı uygulanan gerilimin frekansına bağlıdır.

FSDAM'lar iki fazlı bir şekilde çalışmaktadırlar. Öyle ki komütasyon aralığının dışında iki faz aktif iken diğer faz açık devre yapılır. Bu durumda kaynaktan çekilen akım motorun bir fazından diğerine doğru akarak devresini bu şekilde tamamlar. Hangi iki fazın enerjilendirileceği rotor pozisyonuna bağlı olarak gerçekleştirilir. Komütasyon aralığında ise motorun üç fazında da akım akışı gerçekleşir ve elektromekanik enerji dönüşümünde motorun üç fazı dikkate alınır. Şekil 2.6'da üç fazlı yıldız bağlı bir FSDAM'ın stator faz sargılarının enerjilenme sırası verilmiştir. Bir elektriksel periyotta her bir faz elektriksel 240° iletimde kalmakta ve faz akımları bipolardır. Sargıların bu şekilde sırasıyla enerjilenmesi ile bileşke manyetik alan elektriksel 60° 'de bir hareket eder ve rotorun böylece sürekli hareketi sağlanır. Buradan anlaşılabacağı üzere bileşke manyetik alanın hareketi FSDAM'larda kesikli iken SMSM'lerde sürekli'dir.



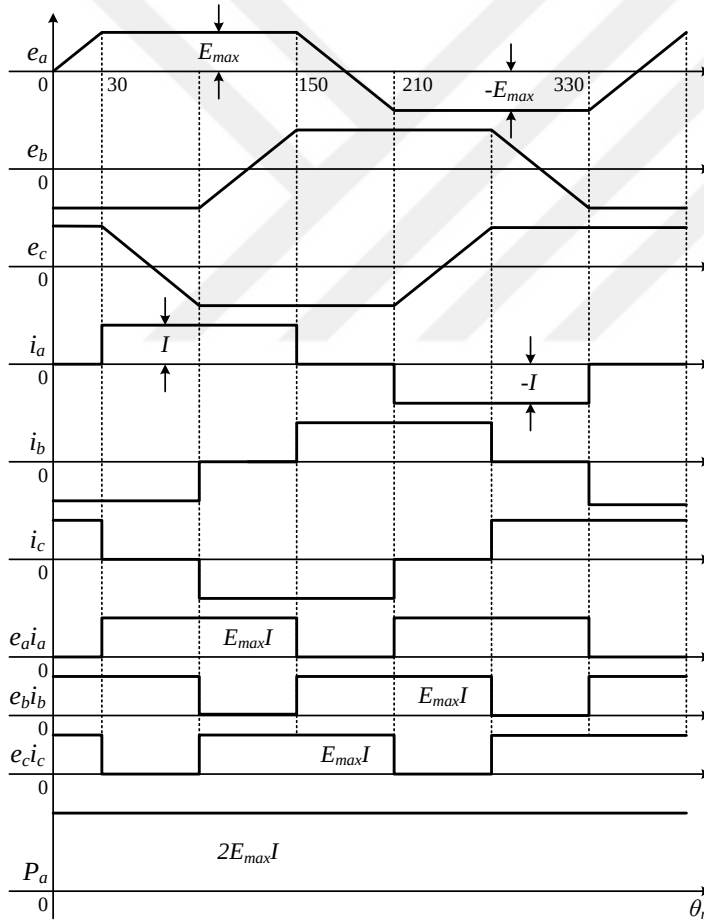
Şekil 2.6. Rotor pozisyonuna göre FSDAM stator faz sargılarının enerjilenme sırası
 (a) 30° - 90° (b) 90° - 150° (c) 150° - 210° (d) 210° - 270° (e) 270° - 330° (f) 0° - 30°
 ve 330° - 360°



Şekil 2.6.(devam) Rotor pozisyonuna göre FSDAM stator faz sargılarının enerjilenme sırası (a) 30°-90° (b) 90°-150° (c) 150°-210° (d) 210°-270° (e) 270°-330° (f) 0°-30° ve 330°-360°

Şekil 2.7’de bir elektriksel periyot için ideal şartlar altındaki FSDAM’a ait zıt emk, faz akımı, her fazın ürettiği güç ile toplam güce ait dalga şekilleri görülmektedir. Motor faz akımları birbirinden elektriksel 120° faz farklı ve genlikleri evirici hat akımı I ’ya eşittir. Bu akım ilerleyen kısımlarda motor momenti için denetim akımı olarak kullanılacaktır. Akım dalga şekillerinin tepe bölgesi 120° genişlikte olduğu için bu akım eğrileri kare dalga, 120° kare dalga veya kısmi kare dalga şekilleri olarak adlandırılmaktadır. Zıt emk ve faz akımı dalga şekilleri incelendiğinde her ikisinin aynı fazda olduğu görülmektedir. Bu durumda rotor alanı ile stator alanı birbirine dik olduğundan 90°’lik bir moment açısı elde edilir. Bu şartlarda motorun ürettiği güç veya moment maksimumdur. Güç, gerilim ile

akımın çarpımı olduğundan her bir fazın ürettiği güç eğrisinin genliği $E_{max}I$ 'dir. FSDAM'da herhangi bir anda iki faz aktif olduğundan iki fazın toplam gücü $2E_{max}I$ 'dir ve sabittir. Aynı şartlar altında SMSM'lerde üç fazın toplam gücü $1,5E_{max}I$ değerine eşittir [2]. Uygulamada motor faz akımlarının I değerine ulaşması ile sıfıra düşmesi belirli bir sürede gerçekleştiğinden, altı adımın her biri için komşu fazların komütasyonu esnasında güç salınımları meydana gelir. Bu tarz salınımlar SMSM'lerde bulunmayıp FSDAM'lara özgüdür. Faz akımı ve zıt emk dalga şekillerinin ideal formlarından uzaklaşmasına neden olabilecek herhangi bir doğrusal olmayan özellik güç eğrisinde istenmeyen salınımların oluşmasına neden olmaktadır.



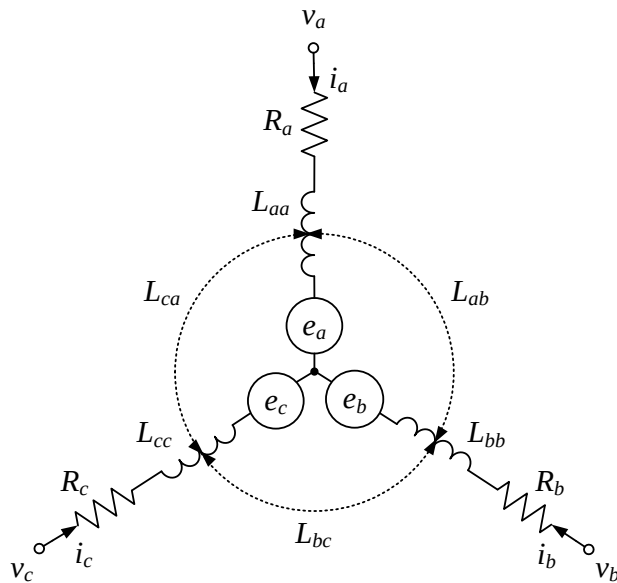
Şekil 2.7. İdeal şartlar altındaki FSDAM'a ait dalga şekilleri

2.3. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Üç Fazlı Düzlemde Modellenmesi

Tez kapsamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları için öncelikli olarak FSDAM davranışını geçici ve kalıcı durumda ifade edebilecek matematiksel modele ihtiyaç

duyulmaktadır. Modelleme sürecinde genellikle üç çeşit yapı kullanılmaktadır. Bunlar değişkenlerin stator referans düzleminde ifade edilmesi (üç fazlı model), değişkenlerin Park dönüşümü ile rotor referans düzleminde ifade edilmesi (iki fazlı $d-q$ model) ve değişkenlerin Clarke dönüşümü ile stator referans düzleminde gösterilmesi (iki fazlı $\alpha-\beta$ model) şeklindedir [25]. Değişkenlerin dönüşümü esnasındaki sinyaldeki örnekleme, hesaplama yükündeki artış ile hesaba dayalı yaşanan gecikmeler iki fazlı modellemedeki önemli sorunlardır. Üç fazlı matematiksel modelin, iki fazlı modelleme çeşitlerinde ihtiyaç duyulan eksen dönüşümü gerektirmemesi ve sistemi gerçeğe daha yakın bir şekilde yansıtmasından dolayı tez çalışmasında tercih edilmiştir.

Çalışmada komütasyon akım salınımı problemine odaklanıldığı için motor emk dalga şeklinin bir öneminin olmayışı ile birlikte FSDAM'ın tedarik sürecinde zorluklar yaşandığından dolayı yerine SMSM kullanılmıştır ve FSDAM sürme sistemindeki gibi kısmi kare dalga akımlar ile denetimi gerçekleştirilmiştir. SMSM'in, FSDAM gibi sürüldüğü örneklere endüstriyel uygulamaların yanı sıra literatür çalışmalarında da rastlamak mümkündür [51, 53, 57, 68]. Bu durum dikkate alınarak çalışmada, Şekil 2.8'de eşdeğer devresi gösterilen 3 fazlı yıldız bağlı bir SMSM'in üç faz modeli çıkarılmıştır. Bu manada modelleme sürecinde FSDAM'dan farklı olarak zıt emk gerilimleri trapezoidal form yerine sinüsoidal formda modellenmiştir.



Şekil 2.8. SMSM'in üç faz eşdeğer devresi

Bu devrede,

v_a, v_b, v_c : a, b ve c fazlarına uygulanan gerilimlerin ani değerleri,

i_a, i_b, i_c : Faz akımlarının ani değerleri,

R_a, R_b, R_c : Faz sargılarının omik dirençleri,

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Faz sargılarının toplam endüktansları,

L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} : Komşu fazlar arasındaki ortak endüktansları,

e_a, e_b, e_c : Sabit mıknatıs tarafından stator sargılarında endüklenen faz-nötr zıt emk gerilimlerinin ani değerlerini göstermektedir.

Şekil 2.8’de verilen eşdeğer devreye göre SMSM’in üç faz gerilim eşitlikleri Eş. 2.1’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Stator sargıları simetrik olduğu için R_a, R_b ve R_c faz dirençleri birbirine eşittir ve R_s ile gösterilmiştir. Eş. 2.1’de verilen gerilim eşitliklerinde endüktans ve zıt emk ifadeleri ψ_a, ψ_b ve ψ_c manyetik akı bağıntısı kullanılarak Eş. 2.2’de olduğu gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Faz sargısı toplam endüktansı L_{ss} ’in kaçak endüktans L_l ve öz endüktans L_{ms} ’e bağlı ifadesi Eş. 2.3’de verilmiştir. Komşu fazlar arasındaki ortak endüktans M ile ifade edilmiştir ve öz endüktans ile olan ilişkisi Eş. 2.4’deki gibidir.

$$L_{ss} = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_l + L_{ms} \quad (2.3)$$

$$M = L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = -\frac{1}{2} L_{ms} \quad (2.4)$$

Eş. 2.2’de verilen manyetik akı bağıntısında Eş. 2.3 ve 2.4 kullanılarak Eş. 2.5’de olduğu gibi yeniden yazılabilir. Eşitliğin sağındaki ilk terim stator sargılarından geçen akımların oluşturduğu akı bağıntısını temsil ederken, ikinci terim sabit mıknatıslı rotorun akı bağıntısıdır. λ_f sabit mıknatıslar tarafından üretilen akı bağı genliği, θ_r elektriksel pozisyonudur.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_f \cos \theta_r \\ \lambda_f \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \lambda_f \cos(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Elektriksel pozisyon kullanılarak motorun elektriksel ve mekanik hızı ile stator sargılarına uygulanan gerilimin frekansı arasındaki ilişki Eş. 2.6’daki gibi elde edilir.

$$\theta_r = \omega_r t = 2\pi f t \quad (2.6)$$

$$f = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{p}{4\pi} \omega_m$$

Eş. 2.6’da elektriksel hız ω_r , mekanik hız ω_m ile ifade edilmiştir ve ikisi arasındaki motor kutup sayısı p ’ye bağlı olan ilişki $\omega_r = \frac{p}{2} \omega_m$ şeklindedir. Eş. 2.2’de verilen gerilim eşitliğinde Eş. 2.5’te verilen manyetik akı ifadesi yerine konulursa Eş. 2.7 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + N_s \begin{bmatrix} \lambda_f \cos \theta_r \\ \lambda_f \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \lambda_f \cos(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \right\} \quad (2.7)$$

Burada, N_s stator faz sargılarının sarım sayısıdır. Motor üç fazlı yıldız bağlı bir eşdeğer devreye sahip olduğundan dolayı faz akımlarının toplamı sıfırdır. Bu durumda Eş. 2.8 yazılabilir. Burada $L_{ss} - M$ ifadesi motorun senkron endüktans değeri L_s değerine

karşılık gelmektedir. Senkron endüktansın kaçak endüktans ve öz endüktans ile olan ilişkisi, L_a endüvi endüktansı olmak üzere Eş. 2.9'da verilmiştir.

$$L_{ss}i_a + M\overbrace{(i_b + i_c)}^{-i_a} = \overbrace{(L_{ss} - M)}^{L_s}i_a \quad (2.8)$$

$$L_s = L_{ss} - M = L_l + L_{ms} - \left(-\frac{1}{2}L_{ms}\right) = L_l + \frac{3}{2}L_{ms} = L_l + L_a \quad (2.9)$$

Eş. 2.8 kullanılarak, Eş. 2.7'deki trigonometrik ifadelerin zamana göre türevi alınırsa Eş. 2.10 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - N_s \lambda_f \omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Eş. 2.10'da görülen $N_s \lambda_f$ çarpımı, motor elektriksel $\omega_r = 1$ rad/s hızda başka bir tahrik makinası ile döndürülürken terminallerinden ölçülen faz-nötr geriliminin maksimum değeridir. Bu değer hesaplanmasında motorun gerilim sabitesi kullanılır. Birimi V/krpm olan bu parametre motor üreticilerinin veri sayfalarından elde edilir. Sinüsoidal ifadeler kullanılarak motorun üç faz zıt emk ifadesi Eş. 2.11'deki gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = N_s \lambda_f \omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Eş. 2.10'daki akım ifadelerinin hesaplanması için gerekli düzenlemeler yapılarak akım ifadeleri durum uzay formunda Eş. 2.12'de olduğu gibi elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \right\} \quad (2.12)$$

Motor faz akımları durum uzay formunda Eş. 2.12'deki gibi elde edildikten sonra elektriksel hız ve pozisyon aynı formda Eş. 2.13 ve 2.14'de verilmiştir.

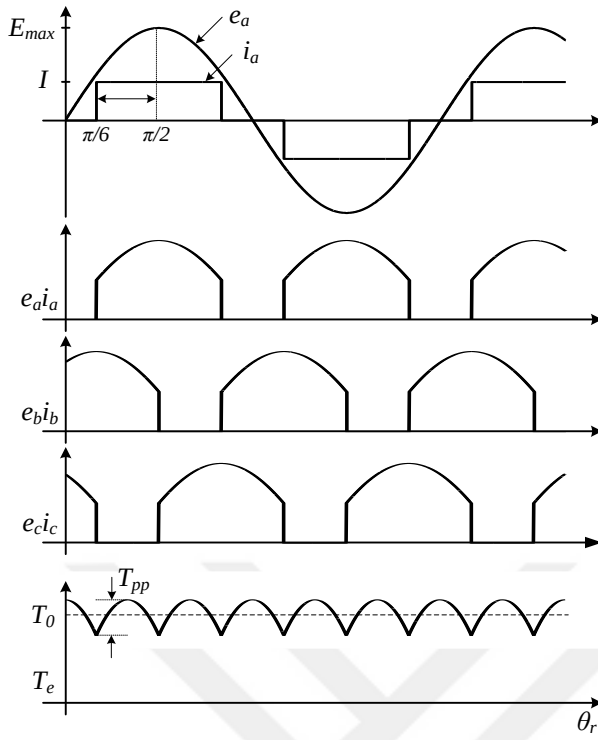
$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{p}{2J} \left(T_e - T_L - B \left(\frac{2}{p} \right) \omega_r \right) \quad (2.13)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (2.14)$$

Burada, T_e üretilen elektromanyetik momenti, T_L yük momentini, J atalet moment katsayısını ve B sürtünme katsayısını göstermektedir. Yük momentinin değerinin sabit olduğu durumda türevi sıfırdır.

$$\frac{d}{dt} T_L = 0 \quad (2.15)$$

Çalışmada sinüsoidal emk'ne sahip bir motor kısmi kare dalga akımlarla sürüldüğünden dolayı üretilen moment eğrisinde doğal olarak salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınımların frekansı kaynak gerilimin frekansının altı katına eşit olduğu için elektriksel moment için gerekli hesaplamalar elektriksel periyodun 1/6'sında gerçekleştirilecektir. Bu durumdaki faz akımı, zıt emk, faz güçleri ile elektriksel moment dalga şekilleri Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9. Faz akımı, zıt emk, faz güçleri ile elektriksel moment dalga şekilleri

Eş. 2.13’de verilen elektriksel momentin zıt emk, faz akımları ve mekanik hıza bağlı ifadesi Eş. 2.16’da verilmiştir.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.16)$$

$\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/2$ aralığındaki faz güçleri Eş. 2.17’deki gibidir.

$$e_a i_a = e_a (\omega_r t) I$$

$$e_b i_b = -[e_a (\omega_r t - 2\pi/3)] I \quad (2.17)$$

$$e_c i_c = 0$$

Buradan yola çıkarak bu aralıkta toplam elektriksel momentin anlık ifadesi Eş. 2.18’deki gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{I}{\omega_m} [e_a(\omega_r t) - e_a(\omega_r t - 2\pi/3)] \quad (2.18)$$

Zıt emk dalga şekilleri sinüsoidal dalga formunda olduğu için Eş. 2.18, Eş. 2.19’da görüldüğü gibi yeniden yazılabilir.

$$T_e = \frac{E_{max} I}{\omega_m} \sqrt{3} \sin(\omega_r t + \pi/6) \quad (2.19)$$

Ortalama moment eşitliği, Eş. 2.19’da verilen eşitliğin $\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/2$ aralığında ortalaması alınarak Eş. 2.20’deki gibi hesaplanabilir.

$$T_0 = \frac{E_{max} I}{\omega_m} \sqrt{3} \frac{1}{(\pi/2 - \pi/6)} \underbrace{\int_{\pi/6}^{\pi/2} \sin(\omega_r t + \pi/6) d\theta_r}_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{E_{max} I}{\omega_m} \quad (2.20)$$

Eş. 2.19 ve 2.20 kullanılarak tepeden tepeye moment salınım faktörü (MSF) Eş. 2.21’deki gibi yazılabilir.

$$MSF = \frac{T_{pp}}{T_0} = \frac{\frac{E_{max} I}{\omega_m} \sqrt{3} [\sin(\pi/2) - \sin(\pi/3)]}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{E_{max} I}{\omega_m}} = 0,14 \quad (2.21)$$

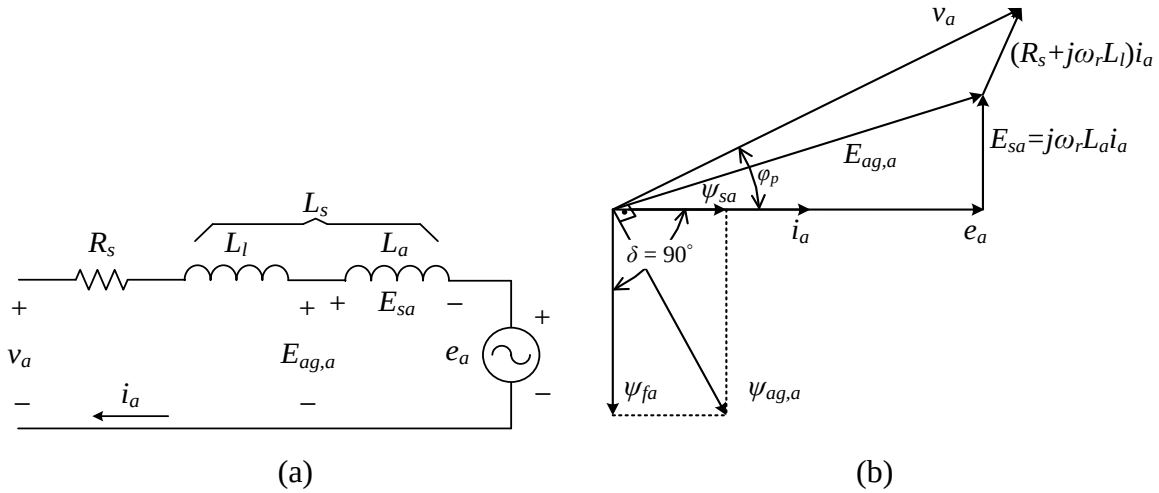
Eş. 2.21’de elde edilen sonuca göre akım dalga şeklinde meydana gelen komütasyon akım salınımı tamamen yok edilse bile motorun sinüsoidal formdaki emk’nden dolayı çıkış momentinde %14 oranında salınım oluşacağı anlaşılmaktadır. Bundan dolayı SMSM kullanılarak gerçekleştirilmiş çalışmalarda yazarlar, önerdikleri denetim yönteminin performansını test ederlerken moment eğrisinin yerine akım dalga şekillerinden faydalanmışlardır. Çünkü bu durumda momentteki salınımın nedeni yalnızca faz komütasyonu değildir.

Eş. 2.11, 2.12, 2.13, 2.14 ve 2.15’de elde edilen $\dot{x} = Ax + Bu$ durum uzay formundaki eşitlikler gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra Eş. 2.22’de matris formunda verilmiştir.

Benzetim çalışmalarında motora ait dinamik durum eşitlikleri için Eş. 2.22'den faydalanılır.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & \frac{E_a}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{E_b}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{E_c}{L_s} & 0 & 0 \\ \frac{p^2 E_a}{4J} & \frac{p^2 E_b}{4J} & \frac{p^2 E_c}{4J} & -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{p}{2J} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Eş. 2.22'de verilen motor modelinin daha iyi anlaşılması amacıyla Şekil 2.10'da motorun bir faz eşdeğer devresi ve fazör diyagramı verilmiştir. Burada, δ yük ya da moment açısı olarak adlandırılmaktadır ve φ_p motor akımı ile uç gerilimi arasındaki açıdır. 90° 'ye eşit bir yük açısı, rotor üzerinde bulunan sabit mıknatısların oluşturduğu ψ_{fa} alan akısıyla stator akımlarından kaynaklanan ψ_{sa} akısının birbirlerini etkilememesini sağlar. Bu özellik yüksek performanslı servo sürme sistemleri için önemli bir özelliktir [81]. Şekil 2.10'da a fazını halkalayan bileşke hava aralığı akısı alan akısıyla stator akısının vektörel toplamına eşittir. Hava aralığı akısı kendisinden 90° ileri fazlı hava aralığı gerilimini üretir. Hava aralığı gerilimi, R_s ve L_l üzerindeki gerilim düşümleri de dikkate alındığında, a fazı uç gerilim fazörü elde edilir. Tüm bu fazörler Şekil 2.10'da çizdirilmiştir.



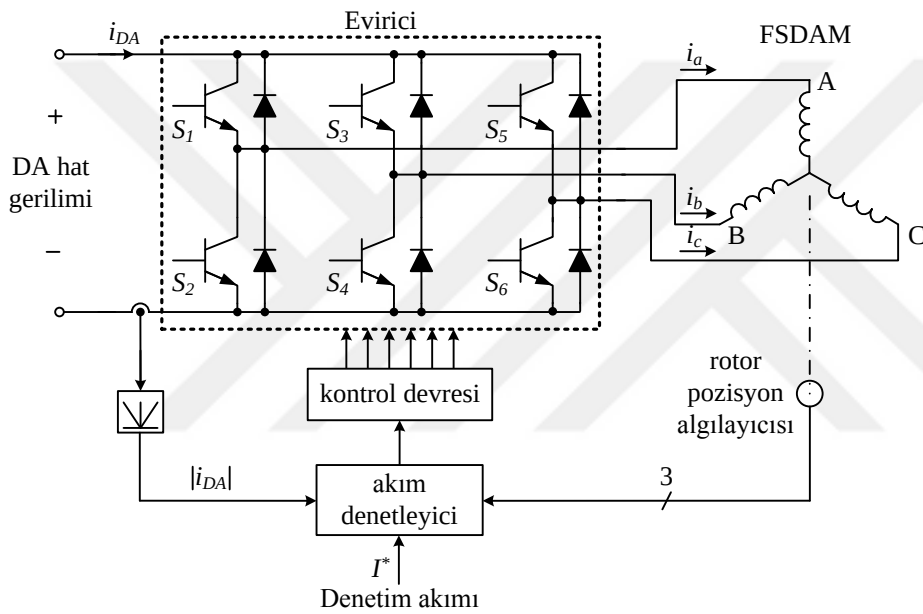
Şekil 2.10. Faz gösterilimi (a) Bir faz eşdeğer devre (b) Fazör diyagramı

2.4. Fırçasız Doğru Akım Motorunun Denetimi

FSDAM'ların karakteristik özellikleri sürme ya da akım denetim biçimlerine geniş ölçüde bağlılık göstermektedir. Bu manada denetiminde kullanılan DA ve AA uyarım motor için farklı çalışma koşullarının oluşmasına olanak sağlar. Her bir şemanın kendine has avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Hız denetim sistemleri ve düşük çözünürlüklü pozisyon uygulamalarında DA uyarım elverişliken, yüksek hassasiyetli bir pozisyon algılayıcının sürme sistemine eklenmesi ile yüksek çözünürlüklü pozisyon kontrol sistemleri ve robotik uygulamalarda AA uyarımın kullanılması elverişli olmaktadır. DA uyarıma dayalı sürme sisteminin çalışma prensibi gereği düşük ve yüksek hızlarda komütasyon akım salınımına yol açması bu tip sürme sisteminin en büyük sorunu olarak görülmektedir ve bu sorunun çözümüyle alakalı literatürde birçok çalışma bulunmaktadır. Düşük hızlarda oluşan komütasyon akım salınımını başarılı bir şekilde bastıran AA uyarım bu üstünlüğü nedeniyle tez çalışmasında tercih edilmiştir.

DA hat akımının algılanmasına dayalı FSDAM sürme sistemin blok şeması Şekil 2.11'de verilmiştir. Bu yöntem FSDAM'ların sürülmesi için kullanılan en basit yöntemlerden biridir. 120° kısmi kare dalga veya dikdörtgen biçimli sürme sistemi olarak da adlandırılmaktadır. FSDAM dikdörtgen dalga formundaki akımlarla beslendiğinden motor faz akımlarının bir imajı eviricinin girişine yerleştirilen bir akım algılayıcı ile elde edilebilmektedir. Bu algılayıcı ile algılanan evirici hat akımı i_{DA} , yarıiletken anahtarların görev oranını kontrol eden akım denetleyici yardımıyla sabit bir değerde tutulmaktadır.

Böylece görev oranı ile motora uygulanan gerilim ayarlanmaktadır. DA hat akımının algılanmasına dayalı akım denetimi komütasyon aralığının dışında motor akımını denetlemede iyi performans göstermektedir. Bu anda yalnızca iki faz iletimde olup, i_{DA} motorun bir fazından diğerine doğru akarak devresini bu şekilde tamamlar. Komütasyon aralığında ise devreden çıkarılan faz akımı sıfıra düşüncüye kadar akım geçici olarak motorun her üç fazından da dolaşır. DA hattında bulunan tek akım algılayıcı bu aralıkta üç faz akımının algılanmasında yetersiz kaldığından akım denetimindeki bu geçici kayıp komütasyon aralıklarında komütasyon akım salınımının oluşumuna neden olmaktadır.



Şekil 2.11. DA hat akımının algılanmasına dayalı FSDAM sürme sistemin blok şeması

Evirici hat akımı elektriksel 60° aralıklarla komşu bir fazdan diğer faza transfer edilerek döner alan oluşturulurken bu transfer rotor pozisyon algılayıcı sinyalleri ile eş zamanlı gerçekleştirilmektedir. Senkronizasyon sinyallerine yalnızca 60° aralıklarla ihtiyaç duyulduğundan bu sürme sisteminde pozisyon algılayıcısı çok basit yapıdadır. Örnek olarak çıkışında kare dalga sinyalleri üreten sektör enkoderi, opto elektronik veya hall etkili algılayıcılar verilebilir. Denetimin basit oluşu ve sadece bir akım algılayıcı kullanılması DA uyarımının en önemli avantajlarıdır. Bu avantajlarının yanı sıra sistemin aşağıda sıralanan sakıncaları bulunmaktadır [82].

- Motor faz akımlarının komütasyonundan kaynaklanan moment salınımları (bu salınımların kaynağı, açıkta kalan fazın serbest dönüşüm diyodundan geçen deşarj akımının kontrol edilememesidir)
- Komütasyon moment salınımlarının kısıtlı derecede minimizasyonu

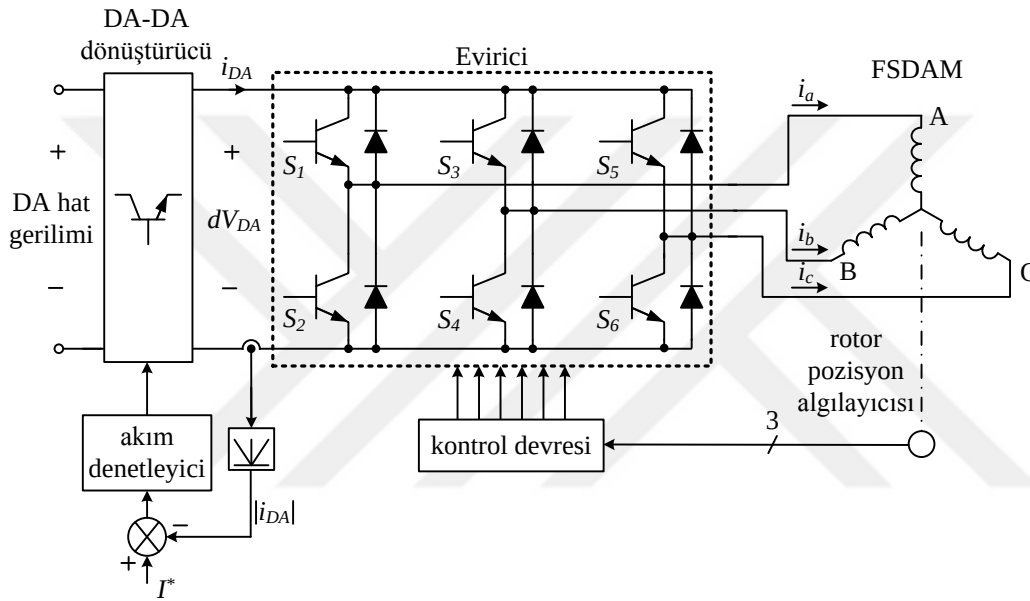
Bu sürme yöntemi basit oluşuna rağmen komütasyon moment salınımlarına neden olması kullanımının önündeki en büyük engeldir. Bu nedenle sistem tasarımcısı, yöntemin uygulama için kabul edilebilir olup olmadığı konusunda karar vermelidir. Bu sürme sistemi ile kullanılan iki fazlı DGM şemaları tek yönlü (unipolar) ve çift yönlü (bipolar) olarak sınıflandırılabilir [83]. Tek yönlü anahtarlama tekniğinde iki aktif yarıiletken anahtardan biri sürekli iletimde tutulurken diğer yarıiletken anahtara DGM sinyali uygulanır. Diğer taraftan iki yönlü anahtarlama tekniğinde her iki yarıiletken anahtar aynı zamanda DGM işlemini birlikte gerçekleştirir. Daha düşük anahtarlama kaybı avantajı sağladığından genellikle tercih edilen DGM şeması tek yönlü anahtarlama tekniğidir. Ayrıca DGM işaretinin uygulandığı yarıiletken anahtarın pozisyonuna göre tek yönlü anahtarlama tekniği aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir.

- Devreye alınan faz modülasyonu (On-going phase modulation)
- Devreden çıkarılan faz modülasyonu (Off-going phase modulation)
- Üst anahtar modülasyonu (Upper switch modulation)
- Alt anahtar modülasyonu (Lower switch modulation)

Devreye alınan faz modülasyonunda yarıiletken anahtarlara ilk 60° aralıkta DGM işareti uygulanırken diğer ikinci 60° aralıkta sürekli iletimde tutulurlar. Devreden çıkarılan faz modülasyonunda bu durumun tersi gerçekleştirilir. Üst anahtar modülasyonunda DGM işlemi iki aktif anahtardan üstekinde gerçekleştirilirken alt anahtar modülasyonunda alttaki anahtarda gerçekleştirilir [84, 85].

FSDAM'ın DA hat akımının algılanmasına dayalı kullanılan diğer sürme devresinin blok şeması Şekil 2.12'de verilmiştir. Burada denetim akımı ile gerçek hat akımının karşılaştırılması ile eviricinin girişinde bulunan DA-DA dönüştürücünün görev oranı belirlenir. DA-DA dönüştürücü ile evirici hat gerilimi ayarlanırken eviricide bulunan yarıiletken anahtarlarla rotor pozisyon algılayıcısından elde edilen konum bilgisine göre

komütasyon işlemi gerçekleştirilir. İki fazlı DGM şemalarından farklı olarak motora uygulanan gerilim denetimi ile komütasyon birbirinden bağımsız şekilde gerçekleştirildiğinden bu sürme sisteminde komütasyon gecikmeleri yaşanmamaktadır. Aynı zamanda düzensiz anahtarlama frekansları da meydana gelmemektedir. Ancak DA-DA dönüştürücüde ek olarak bobin ve kondansatör gibi filtre elemanlarına ihtiyaç duyulduğundan sürme sisteminin performansı kullanılan dönüştürücünün tepki hızına ve doğruluğuna yakından bağlıdır.

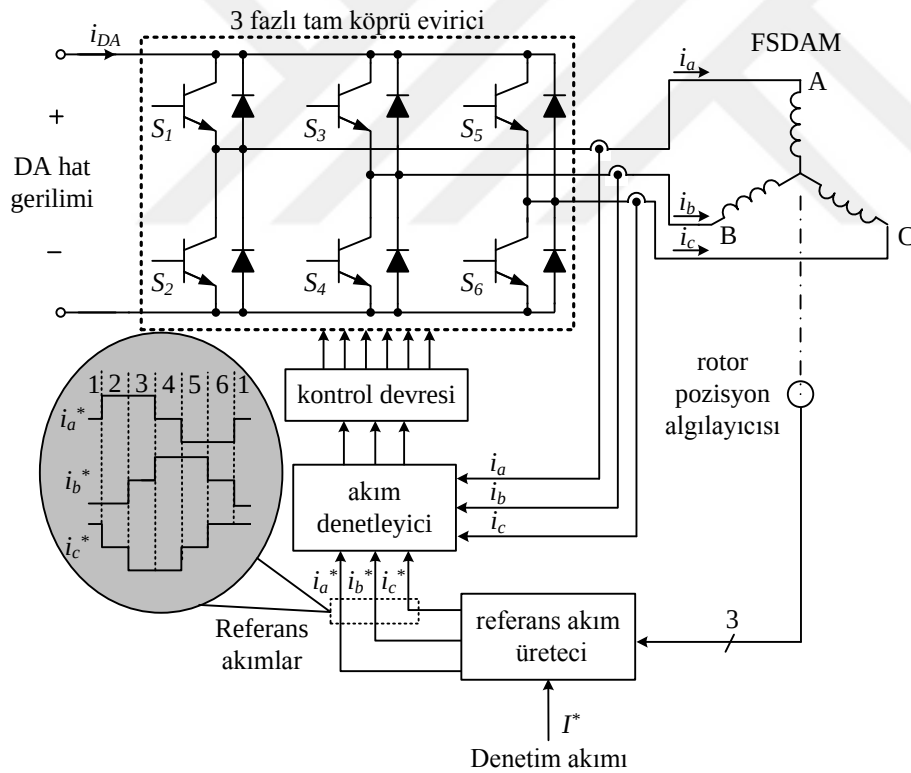


Şekil 2.12. DA-DA dönüştürücünün kullanıldığı FSDAM sürme sistemin blok şeması

Şekil 2.13’de bu tez çalışmada kullanılacak olan FSDAM’ın AA hat akımının algılanmasına dayalı denetimine ait blok şeması görülmektedir. Verilen 3 fazlı tam köprü sürme devresi akım denetimli 6 adımlı evirici gibi çalışmaktadır. Evirici bloğundaki altı yarıiletken anahtardan üçü aktif durumdadır ve DGM sinyalleri, evirici bloğu ile FSDAM arasına yerleştirilen akım algılayıcılarından elde edilen gerçek akım değerleri ile üretilen referans akımlar karşılaştırılarak oluşturulur. Referans akım sinyalleri denetim akımının ve rotor açısının bir fonksiyonu olarak üretilirken faz akımlarının her biri birbirinden bağımsız şekilde denetlenir. Referans akımların genliği motor momentini, frekansları motor hızını belirler. Bu sürme sisteminde kullanılan temel hall etkili pozisyon algılayıcısının yüksek çözünürlüklü bir enkoder ya da resolver ile değiştirildiği durumda sinüsoidal referans akımlar üretilebilir ve bu akımlarla SMSM sürülebilir. Hatta istenirse sinüsoidal dalga formundaki referans akımlardan başka keyfi referans akımlar da

üretilebilir ve motor bu akımlarla beslenebilir [82]. Üç fazlı besleme sistemi olarak adlandırılan bu yaklaşım moment salınım problemine çözüm olarak sunulmaktadır. Moment salınımları motor emk ve faz akımı harmoniklerinin bir fonksiyonu olduğundan sinüsoidal besleme akımına moment harmoniklerini azaltacak şekilde sınırlı sayıda yüksek mertebeli harmonikler eklenir. Böylece arzu edilen momenti üretecek uyarım akımı dalga şekilleri elde edilir. Faz akımına eklenen harmonikler, belli derecedeki zıt emk harmoniklerinin etkisini zayıflatacak yöndedir.

Denetimin nispeten daha karmaşık olması ve üç adet akım algılayıcısının gerekli olması bu yöntemin dezavantajlarıdır. Düşük hızlarda komütasyon akım salınımını yok etme özelliğine rağmen bu sürme sistemi yüksek hızlarda DA uyarımda olduğu gibi komütasyon akım salınımına neden olur.



Şekil 2.13. AA hat akımının algılanmasına dayalı FSDAM sürme sistemin blok şeması

2.4.1. Doğrudan faz akımı algılamalı denetimde komütasyon analizi

Bu analiz için komütasyonun a fazı ile b fazı arasında gerçekleştiği düşünülmüştür. Bu işlem S_1 anahtarının kesim, S_3 anahtarının iletim durumuna geçmesi ile gerçekleştirilir.

Bu durumda elde edilen sürücü eşdeğer devresi ile faz gerilimleri bağıntısı Şekil 4.8 ve Eş. 4.31’de verilmiştir. Faz gerilimleri, Eş. 2.12’de durum uzay formunda gösterilen akım ifadeleri eşitliğinde yerlerine konulduğunda faz akımlarının türevleri Eş. 2.23, 2.24 ve 2.25’deki gibi elde edilmiştir. Bu işlem için sargı dirençleri ihmal edilmiş ve komütasyon aralığında sinüsoidal formdaki emk’nin değişmediği varsayılmıştır. Aynı zamanda histerisiz band akım denetleyici için çok küçük bir band ve komütasyon geçişleri arasındaki akımın sabit ve I ’ya eşit olduğu kabul edilmiştir.

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{V_{DA} + 3E}{3L_s} \quad (2.23)$$

$$\frac{di_b}{dt} = +\frac{2V_{DA} - 3E}{3L_s} \quad (2.24)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{(V_{DA} - 6E)}{3L_s} \quad (2.25)$$

Eşitliklerdeki V_{DA} DA hat gerilimi, L_s senkron endüktans ve E komütasyon başlangıcındaki a veya b fazına ait zıt emk değeridir. Komütasyonun gerçekleştirildiği elektriksel açıdan dolayı bu değer her zaman zıt emk dalga şeklinin maksimum değerinin yarısıdır. Komütasyon başlangıcının $t = 0$ olarak alındığı varsayılırsa, faz akımlarının t ’ye bağlı ifadeleri Eş. 2.26, 2.27 ve 2.28’deki gibi verilebilir.

$$i_a = I - \frac{V_{DA} + 3E}{3L_s} t \quad (2.26)$$

$$i_b = +\frac{2V_{DA} - 3E}{3L_s} t \quad (2.27)$$

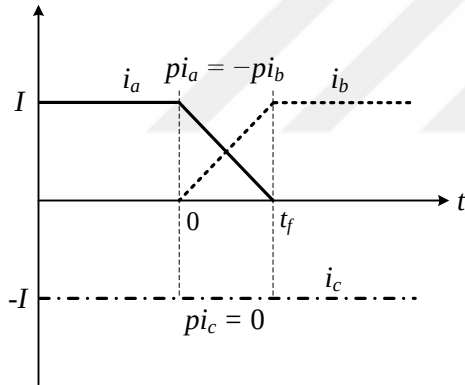
$$i_c = -I - \frac{(V_{DA} - 6E)}{3L_s} t \quad (2.28)$$

Yukarıda çıkarılan eşitlikler sayesinde sırasıyla orta hız, yüksek hız ve düşük hız bölgesi olmak üzere üç farklı durumun meydana gelmesini sağlayan çalışma koşullarının belirlenmesi mümkündür.

Birinci durumunun oluşmasını sağlayacak çalışma koşulu Eş. 2.23 ve 2.24’de elde edilen eşitliklerin mutlak değerleri birbirine eşitlenerek Eş. 2.29’daki gibi elde edilmiştir.

$$V_{DA} = 6E \quad (2.29)$$

Sabit bir evirici hat gerilimi için Eş. 2.29 belirli bir motor hızına karşılık gelmektedir. Eş. 2.29, Eş. 2.25’de yerine konulduğunda i_c ’nin türevi sıfır olur. Başka bir deyişle komütasyona doğrudan dâhil olmayan faz akımındaki değişim sıfırdır. p türev operatörü olmak üzere bu durum Şekil 2.14’de verilmiştir.



Şekil 2.14. Faz akımlarının $V_{DA} = 6E$ için değişimi

Şekil 2.14’e göre $i_a(t_f) = 0$ olduğundan komütasyon süresi t_f , Eş. 2.26 kullanılarak Eş. 2.30’daki gibi hesaplanabilir.

$$t_f = \frac{3L_s I}{V_{DA} + 3E} \quad (2.30)$$

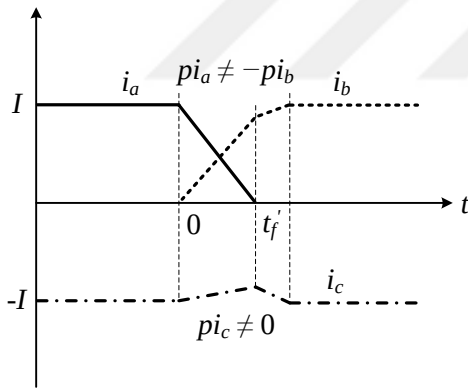
Aynı zamanda $i_b(t_f) = I$ olduğundan t_f , Eş. 2.27 kullanılarak Eş. 2.31’deki gibi hesaplanabilir.

$$t_f = \frac{3L_s I}{2V_{DA} - 3E} \quad (2.31)$$

Eş. 2.29, Eş. 2.30 veya 2.31’de yerine konursa komütasyon süresi için Eş. 2.32 yazılabilir.

$$t_f = \frac{L_s I}{3E} \quad (2.32)$$

İkinci durumda komütasyon iki aşamada tamamlanmaktadır. Bu durumda a fazının değişim hızı, b fazından büyük olduğu için i_a sıfıra düştüğü sürede, i_b referans değerine ulaşamamaktadır. Bu durumda komütasyona doğrudan dâhil olmayan faz akımı, türevi işaret değiştireceğinden dolayı sabit kalmaz ve ilk aşamada S_6 anahtarı iletim durumunda olmasına rağmen düşme eğilimi gösterir. i_c ’deki bu eğilim, i_a sıfır oluncaya kadar devam eder. Bu durum Şekil 2.15’de verilmiştir.



Şekil 2.15. Faz akımlarının $V_{DA} < 6E$ için değişimi

Şekil 2.15’e göre $i_a(t_f') = 0$ olduğundan t_f' Eş. 2.30’da verilen ifadeye eşittir. Bu anda i_b için Eş. 2.27 kullanılarak Eş. 2.33 yazılabilir.

$$i_b(t_f') = \frac{2V_{DA} - 3E}{3L_s} t_f' \quad (2.33)$$

Eş. 2.30, Eş. 2.33’de yerine konulursa Eş. 2.34 elde edilir.

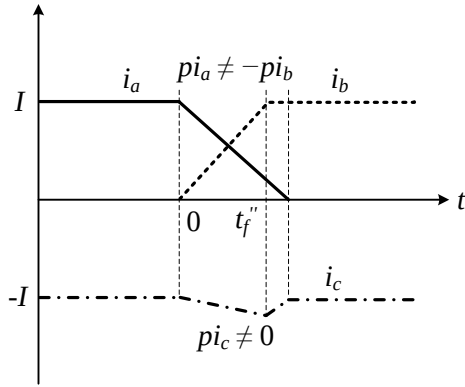
$$i_b(t_f') = \frac{2V_{DA} - 3E}{V_{DA} + 3E} I \quad (2.34)$$

İkinci durumunun meydana gelmesini sağlayacak çalışma koşulu $i_b(t_f') < I$ eşitsizliğinde Eş. 2.34'de verilen ifade kullanılarak Eş. 2.35'deki gibi elde edilmiştir.

$$V_{DA} < 6E \quad (2.35)$$

Eş. 2.35, Eş. 2.29 ile karşılaştırıldığında ikinci durumun yüksek hız bölgesine karşılık geldiği anlaşılır.

Sürme sisteminin DA uyarımlı olduğu durumda oluşan üçüncü durumda da komütasyon iki aşamada tamamlanmaktadır. Bu kez a fazının değişim hızı, b fazından küçük olduğu için i_b referans değerine ulaştığı süre zarfında i_a sıfıra düşemez. Bu durumda komütasyona doğrudan dâhil olmayan faz akımı, türevi işaret değiştireceğinden dolayı sabit kalmaz ve ilk aşamada bu kez artış eğilimi gösterir. Bu durum Şekil 2.16'da verilmiştir. Ancak tez çalışmasında AA uyarım kullanıldığından, yani faz akımları AA hattına bağlı olan akım algılayıcıları ile doğrudan ölçüldüğünden çalışmada bu tip bir salınım söz konusu değildir. Çünkü i_c histerisiz bandın üst sınırına ulaştığında S_6 anahtarı kesim durumuna geçer ve akımın düşmesi sağlanır. Aynı şekilde i_c histerisiz bandın alt sınırına ulaştığında bu kez S_6 anahtarı iletim durumuna geçerek akımın yükselmesi sağlanır. Böylece i_c 'nin a ve b fazının komütasyonu esnasında histerisiz band ile tanımlı bir aralıkta denetimi gerçekleştirilir. Bu durum, Şekil 2.16'da görülen salınımın meydana gelmesine neden olan DA uyarımlı sürme sistemine göre önemli bir üstünlüktür.



Şekil 2.16. DA uyarımlı sürme sisteminde faz akımlarının $V_{DA} > 6E$ için değişimi

Şekil 2.16'ya göre $i_b(t_f'') = I$ olduğundan t_f'' Eş. 2.31'de verilen ifadeye eşittir. Bu anda i_a için Eş. 2.26 kullanılarak Eş. 2.36 yazılabilir.

$$i_a(t_f'') = I - \frac{V_{DA} + 3E}{3L_s} t_f'' \quad (2.36)$$

t_f'' ifadesi Eş. 2.36'da yerine konulursa Eş. 2.37 elde edilir.

$$i_a(t_f'') = I \left(\frac{V_{DA} - 6E}{2V_{DA} - 3E} \right) \quad (2.37)$$

Üçüncü durumunun meydana gelmesini sağlayacak çalışma koşulu $i_a(t_f'') > 0$ eşitsizliğinde Eş. 2.37'de verilen ifade kullanılarak Eş. 2.38'deki gibi elde edilmiştir.

$$V_{DA} > 6E \quad (2.38)$$

Eş. 2.38, Eş. 2.29 ile karşılaştırıldığında üçüncü durumun düşük hız bölgesine karşılık geldiği anlaşılır.

Komütasyon aralığındaki elektriksel momentin ifadesi

Elektriksel momentin genel ifadesi Eş. 2.16'da verilmiştir. Yukarıda gerçekleştirilen analizlerde komütasyonun ilk aşaması her üç durumda da ortak olduğundan bu aşamadaki elektriksel moment Eş. 2.39'da verilmiştir.

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} [Ei_a + Ei_b - 2Ei_c] \quad (2.39)$$

$i_a + i_b + i_c = 0$ olduğundan dolayı Eş. 2.39 düzenlenerek Eş. 2.40'da olduğu gibi gösterilebilir.

$$T_e = -\frac{3E}{\omega_m} i_c \quad (2.40)$$

Bu sonuç elektriksel momentin komütasyon aralığında komütasyona doğrudan dâhil olmayan faz akımı ile orantılı olduğunu göstermektedir. i_c 'nin ifadesi Eş. 2.28, Eş. 2.40'da yerine konulursa,

$$T_e = \frac{3E}{\omega_m} \left[I + \frac{V_{DA} - 6E}{3L_s} t \right] \quad (2.41)$$

Eş. 2.41 ile yukarıda ifade edilen farklı çalışma koşullarındaki elektriksel momentin değişimi ile ilgili aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir:

$V_{DA} = 6E$ (motor orta hız bölgesinde çalışıyor) » moment sabit kalır,

$V_{DA} < 6E$ (motor yüksek hız bölgesinde çalışıyor) » moment azalır,

$V_{DA} > 6E$ (motor düşük hız bölgesinde çalışıyor) » moment, akım salınımı (DGM ya da histerisiz akım denetiminden kaynaklanan) ile ilişkili değişim gösterir.

Komütasyon aralığındaki moment salınım genliğinin ifadesi için $V_{DA} = 6E$ durumundaki elektriksel moment değeri ile $V_{DA} < 6E$ durumundaki ilk aşamanın sonunda $T_e(t_f')$ değerinin hesaplanması gerekmektedir. İlk durumdaki elektriksel moment Eş. 2.42'de olduğu gibi ifade edilir.

$$T_e = \frac{3EI}{\omega_m} \quad (2.42)$$

İkinci durum için Eş. 2.41'de verilen elektriksel moment ifadesinde Eş. 2.30'da verilen komütasyon süresi ifadesi yerine konulursa Eş. 2.43 elde edilir.

$$T_e(t_f') = \frac{3EI}{\omega_m} \left[1 + \frac{V_{DA} - 6E}{V_{DA} + 3E} \right] \quad (2.43)$$

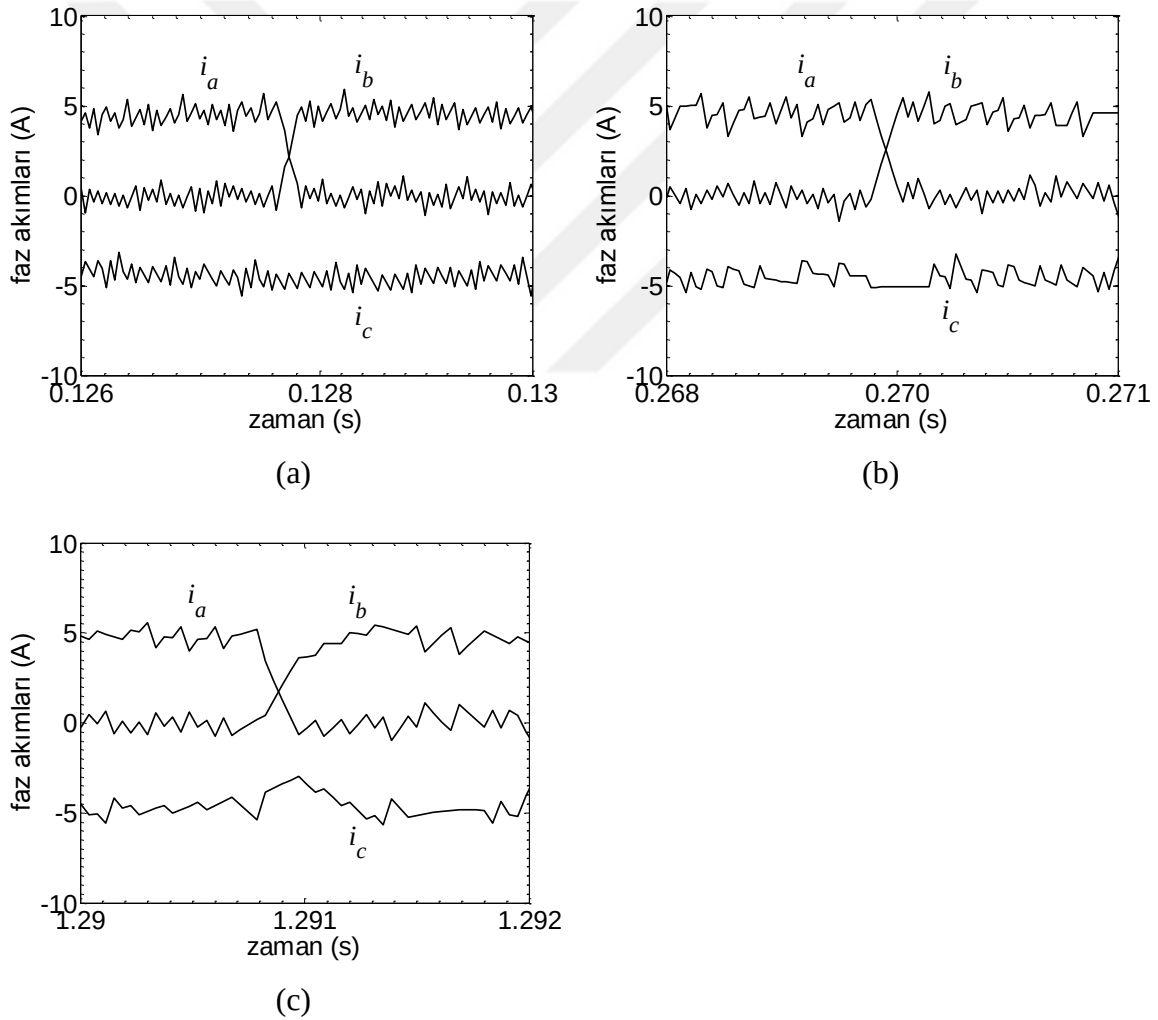
Eş. 2.42'deki ifadeden Eş. 2.43 çıkarılıp elde edilen sonuç Eş. 2.42 ile oranlanırsa Eş. 2.44'de verilen izafi moment salınımının ifadesi elde edilir.

$$\Delta T_e = \frac{V_{DA} - 6E}{V_{DA} + 3E} \quad (2.44)$$

Eş. 2.44'e göre sabit bir evirici hat geriliminde komütasyondan dolayı meydana gelen moment salınımının izafi değeri denetim akımı I değerinden bağımsız olup motor hızı ile ilişkili olan zıt emk E değerine bağlıdır. Eş. 2.44'de verilen ilişki yalnızca akım denetiminin sağlandığı durumlarda geçerlidir. Akım denetimi, komütasyon süresi $t_f \leq \pi/3\omega_r$ olduğu durumda gerçekleştirilebilir. Komütasyon süresinin $\pi/3\omega_r$ 'den büyük olduğu çok yüksek hızlarda motor faz akımlarının arzu edilen akım değerine ulaşmaları mümkün olmayacağından akım denetimi kaybolur. Bu sınır denetim akımı ile motor hızına bağlıdır.

Yukarıda gerçekleştirilen teorik analizlerde elde edilen bulguların ispat edilmesi amacıyla üç farklı durum için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Akım dalga şekillerine ait elde edilen sonuçlar Şekil 2.17'de verilmiştir. Şekil 2.17(a) $V_{DA} > 6E$ eşitsizliğinin sağlandığı düşük hız bölgesindeki benzetim sonucunu göstermektedir. Burada, daha önce ifade edildiği gibi

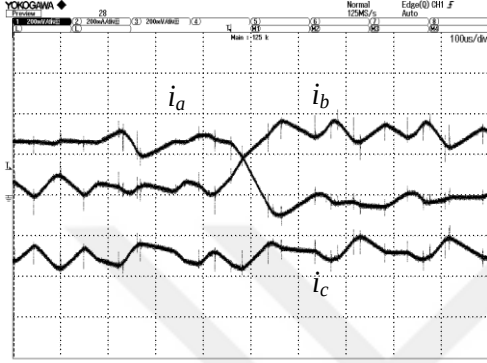
makinanın faz akımları doğrudan ölçüldüğü için komütasyona doğrudan dâhil olmayan i_c 'nin komütasyon aralığında etkin bir şekilde denetlediği ve böylece bu aralıktaki artışının önüne geçildiği görülmektedir. $V_{DA} = 6E$ durumu için elde edilen sonuç ise Şekil 2.17(b)'de verilmiştir. Sürme sisteminin doğal tepkisi olarak i_c 'nin komütasyon aralığında sabit kaldığı bu şekil ile doğrulanmıştır. Son olarak $V_{DA} < 6E$ durumuna karşılık gelen hız değeri için elde edilen sonuç Şekil 2.17(c)'de verilmiştir. Komütasyonun iki aşamada tamamlandığı bu şekilde açıkça görülebilmektedir. Yüksek hız bölgesinde komütasyonun neden olduğu salınım kendisini i_c 'deki düşüşle göstermektedir.



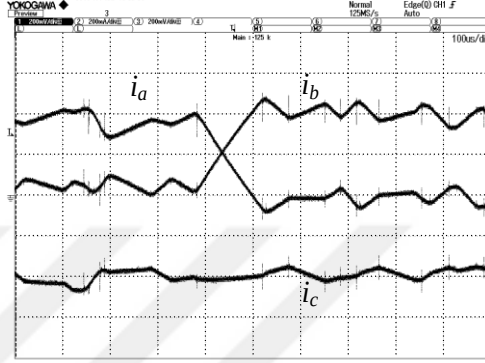
Şekil 2.17. AA uyarımlı FSDAM sürme sisteminden elde edilen akım dalga şekillerine ait benzetim sonuçları (a) $V_{DA} > 6E$ (b) $V_{DA} = 6E$ (c) $V_{DA} < 6E$

Şekil 2.18'de AA uyarımlı FSDAM sürme sisteminden elde edilen akım dalga şekillerine ait uygulama sonuçları verilmiştir. Şekil 2.18(a) düşük hız bölgesinde elde edilmiştir ve

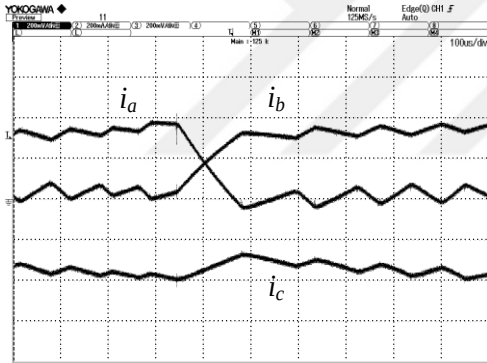
Şekil 2.17(a) ile oldukça kıyaslanabilir durumdadır. Şekil 2.18(b) yaklaşık $V_{DA} = 6E$ eşitliğinin sağlandığı hızda elde edilmiştir ve Şekil 2.17(b) ile oldukça kıyaslanabilir durumdadır. Son olarak Şekil 2.18(c), $V_{DA} < 6E$ olduğu yüksek hız bölgesinde elde edilen sonucu göstermektedir. Bu sonucun da Şekil 2.17(c) ile kıyaslanabilir durumda olduğu görülmektedir.



(a)



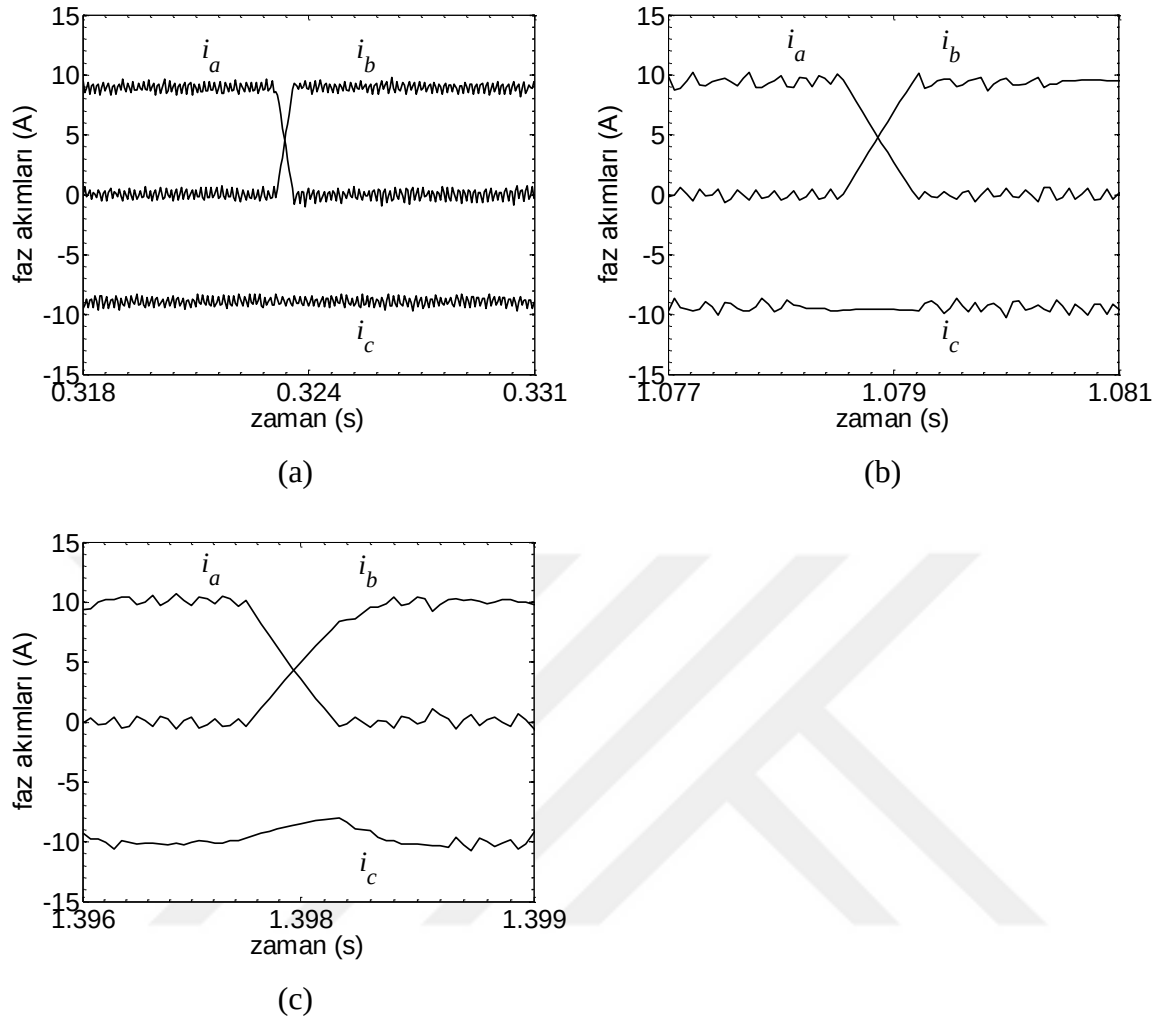
(b)



(c)

Şekil 2.18. AA uyarımlı FSDAM sürme sisteminden elde edilen akım dalga şekillerine ait uygulama sonuçları (a) $V_{DA} > 6E$ (b) $V_{DA} = 6E$ (c) $V_{DA} < 6E$

Son olarak, Şekil 2.19'da komütasyon akım salınımına ilişkin MATLAB® & Simulink® kütüphanesinde bulunan 3 hp, 1650 d/d AA uyarımlı FSDAM sürme sistemi modelinden üç farklı durum için elde edilen akım dalga şekillerine ait benzetim sonuçları verilmiştir (**Bkz: ac7_example**). Akım dalga şekilleri incelendiğinde, Şekil 2.17 ve 2.18'deki sonuçlarla uyumlu oldukları görülmüştür.



Şekil 2.19. MATLAB® & Simulink® kütüphanesinde bulunan AA uyarımlı FSDAM sürme sistemi modelinden elde edilen akım dalga şekillerine ait benzetim sonuçları (a) $V_{DA} > 6E$ (b) $V_{DA} = 6E$ (c) $V_{DA} < 6E$



3. GENETİK BULANIK SİSTEMLER

Çok geniş bir anlamda bir bulanık sistem (BS), bulanık mantığın sistem bilgisinin farklı formlarda gösterimi için temel bir unsur olarak veya sistem değişkenleri arasındaki ilişkiyi ve etkileşimi modellemek için kullanıldığı herhangi bir bulanık mantık tabanlı sistemdir. Bulanık sistemlerin, karmaşıklık veya belirsizlikten dolayı geleneksel araçların başarısız olduğu karmaşık sistemlerin modellenmesinde önemli bir araç olduğu kanıtlanmıştır.

Genetik algoritmalar belli bir arama uzayı içerisinde arama işlemine yön vermek için doğal genetik sürecinde görülen operasyonları kullanan arama algoritmalarıdır. GA'ların verimli ve etkin arama gerektiren problemlere geçerli bir yaklaşım sunması ile birlikte karmaşık arama uzayında güçlü arama yeteneğine sahip oluşu hem teorik hem de deneysel olarak kanıtlanmıştır.

Son 15 yılda bulanık kavramlar ile GA'ları birleştiren çok sayıda makale ve uygulama ortaya çıkmış ve bu iki konunun entegrasyonu ile ilgili giderek artan bir ilgi oluşmuştur. Özellikle, birçok çalışma BS'lerin tasarlanmasındaki GA'ların kullanımını araştırmaktadır. Bu yaklaşımlara “genetik bulanık sistemler” genel ismi verilmektedir ve bu yaklaşımlardaki temel fikir, GA'ların en uygunu bulma üstünlüğü ile BS'nin insan gibi karar verme ve uzman bilgisi sağlama kolaylığı gibi üstünlüklerinin birleştirilmesine dayanmaktadır. BS'nin otomatik tasarımı birçok durumda potansiyel BS çözüm uzayında optimizasyon ve arama süreci olarak düşünülebilmektedir. Genetik bulanık sistemlerin başlıca uygulama alanı BS'lerde olduğu gibi sistem modellenmesi ve denetimidir. Optimizasyon probleminin türü ne olursa olsun, ilgili tasarım, düzenleme ve öğrenme süreci evrime dayalı olacaktır.

Genetik bulanık sistemlerde, BS'nin yapısını ve değişkenlerini GA'lar ile belirlemek esastır. Çünkü BS'lerin tasarım sürecinde yapısal ayarlama ve değişken ayarlama olmak üzere iki önemli ayar gerekmektedir. Yapısal ayarlama BS'nin giriş ve çıkış değişkenleri, bulanık dilsel kümeleri, üyelik işlevleri, bulanık kuralları, bulanık çıkarım mekanizması ile birlikte durulama mekanizması ayarlanır. Yapısal ayarlama tamamlandıktan sonra değişkenlerin ayarına geçilir. Burada giriş/çıkış ölçekleme

çarpanları ve üyelik işlevlerinin uygun merkezleri, genişlikleri, eğimleri gibi parametreleri ayarlanır.

3.1. Bulanık Mantık

1965 yılında Lütü (Lotfi) Asker Zade (Zadeh) tarafından ortaya atılan bulanık küme, mantık ve sistem kavramları bu araştırmacının uzun yıllar boyunca kontrol alanında çalışması; istediği kontrolü elde edebilmesi için fazlaca doğrusal olmayan denklemlerin işin içine girmesi; yöntemin karmaşıklaşması ve çözümün zorlaşması neticesinde ortaya çıkmıştır. Ortaya atılması ile bazı hoşnutsuzlukları beraberinde getiren bulanık mantık yaklaşımının dünyanın değişik merkezlerinde dikkat çekmesi 1975 yılında Mamdani ve Assilian tarafından yapılan gerçek bir kontrol uygulamasıyla ile olmuştur. Bu araştırmacılar ilk defa bir buhar makinası denetiminin bulanık sistem ile modellenmesini başarmışlardır. Bu çalışmayla bulanık sistemlerle çalışmanın ne kadar kolay, sonuçlarının ise ne kadar etkili olduğu anlaşılmıştır. Gerçekleştirilen bu ön çalışmayı, bulanık sistemin kullanıldığı bir çimento fabrikasının işletilmesi ve denetimi, elektrikli süpürgeler, çamaşır makinaları, asansörler, metro ve şirket işletimi izlemiştir. Mamdani'den başka Takagi ve Sugeno ile Tsukamoto farklı bulanık modeller geliştirmişlerdir.

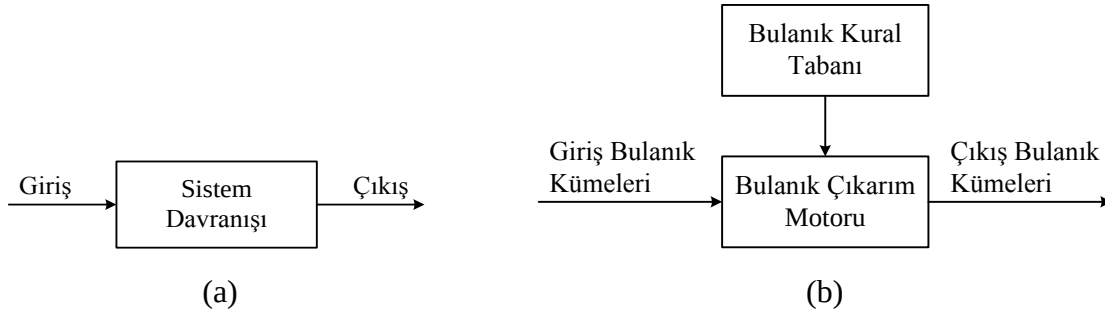
Günümüzde bulanık sistemler değişik bilim, mühendislik ve teknolojik çalışmalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Mühendislikteki uygulama alanları genel olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir [3].

- Uçaklar ve uzay araçları
- Otomobiller
- Raylı sistemler
- Üretim endüstrisi
- Güç endüstrisi
- Süreç kontrol
- Robotik
- Görüntü ve sinyal işleme
- Ev aletleri
- Sağlık endüstrisi

İnsanın düşünme ve karar verme yeteneğini matematiksel olarak modellemeyi amaçlayan bulanık mantık, geleneksel var-yok mantığının yerine insan düşünce sisteminde bulunan ‘çok kısa’, ‘kısa’, ‘uzun’ ve ‘çok uzun’ gibi sözlü ifadelerin kullanımını esas almaktadır. Bulanık mantık işlemleri, sorunun analiz edilmesi ve tanımlanması, kümelerin ve mantıksal işlemlerin oluşturulması, bilgilerin bulanık kümelerle dönüştürülmesi ve elde edilen sonuçların yorumlanması aşamalarından oluşmaktadır. Bir bulanık mantık tasarımı, sistemin matematiksel modeline gerek duymaksızın bir uzman kişinin bilgi ve tecrübelerinden yararlanılarak gerçekleştirilir. Bulanık küme kuramında, klasik küme kuramındaki gibi bir değişken verilen kümenin ya elemanıdır ya da elemanı değildir yaklaşımının aksine, değişkenlere üyelik işlevleri aracılığı ile $[0, 1]$ aralığında üyelik dereceleri vererek, değişkenlerin bir kümeye kısmi üyeliği sağlanmaktadır [25].

Bulanık sistemlerin temeli sözlü ifadeler ve bunlar arasındaki ilişkiler üzerine kurulmuştur. Sözel ifadelerin bilgisayara aktarılması ise matematiksel bir temele dayanmaktadır. Bu matematiksel temel, bulanık kümeler kuramı ve bulanık mantık olarak adlandırılmaktadır. Bir alana bulanık mantık denetleyicinin uygulanması durumunda geleneksel denetleyicilerin aksine sistemin matematiksel olarak modellenmesi şart değildir.

Bulanık sistemlerle ilgili örneklerden yaygın olanı, bir kişinin araba sürmesini öğrenmesinde ortaya çıkan sözel bilgilerdir. Sürücü adayına hız şu kadar km’ye varınca gaza şu kadar miktar bas denilecek yerde, eğitim sırasında eğer hız düşük ise gaza fazlaca bas, eğer hız yüksek ise gaza az bas gibi kurallar söylenir. Burada kullanılan ‘düşük’, ‘fazlaca’, ‘yüksek’ ve ‘az’ terimleri sözel veya dilsel terimler olup bulanık değişkenler olarak adlandırılırlar. Bu terimler belirli aralıklardaki sayısal değerleri temsil ederler. Temsil edilen değerler topluluğuna o terime karşılık gelen bulanık küme denir. Bir bulanık kümenin her ögesi aynı derecede değildir öyle ki kümenin bazı öğeleri diğerlerine göre daha çok önceliklidir. Eğer-İse şeklindeki kuralların Eğer ile İse kelimeleri arasında kalan kısımlarına öncül kısım ve İse kelimesinden sonra olan kısma da soncul kısım veya kural çıkarımı adı verilir. Genel olarak, öncül kısımda olayla ilgili koşulları içeren deyişler vardır. Soncul kısım ise daha çok denetim ile ilgilidir. Şekil 3.1’de klasik sistem ve genel bir bulanık sistemin blok şemaları verilmiştir. Klasik sistem üç ayrı birimden meydana gelirken bulanık sistem klasik tasarımdan farklı olarak, sistem davranışı kısmının ikiye ayrılarak Şekil 3.1(b)’de gösterildiği gibi kendi aralarında dört birimden oluşmaktadır.



Şekil 3.1. Sistemlerin blok şemaları (a) Klasik sistem (b) Genel bulanık sistem

Bulanık mantık denetimi dilsel olarak tanımlanmış denetim stratejisini uzman tabanlı otomatik denetim algoritmasına çevirir. Deneyimler bulanık mantık denetimi ile elde edilen çıkış performansının klasik yöntemlerle elde edilene göre daha iyi olduğunu göstermiştir. Özellikle sistemin karmaşık olduğu ve analizinin klasik yöntemlerle yapılamadığı ve bilgilerin niteliklerinin belirsiz veya kesin olmadığı durumlarda bulanık mantık denetim yöntemi çok uygun olmaktadır [86]. Bulanık mantığın diğer önemli bir özelliği ise genelleme yapabilme yeteneğinin olmasıdır. İşlenen bilgilerin bulanık, yetersiz, hatalı ve tutarsız olduğu durumlarda bile bulanık mantık sonuç üretebilmektedir.

Bulanık denetleyicinin tasarım sürecinde uzman bilgisi ve deneyimleri denetleyicinin performansı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Uzman kişi sistemin her bir giriş ve çıkış değişkenleri için üyelik işlevlerinin tanımlamasını yaparken denetim için uygun kuralları belirler. Üyelik işlevlerinin sayısı, şekilleri, parametrik özellikleri, kural sayısı, uygun kuralların oluşturulması gibi ayarlamalar sistemin davranışına bağlıdır ve bu süreçte kesin sonuç veren sistematik bir yöntem bulunmamaktadır. Bu ayarlamaları tasarımcı kendi bilgi birikimi ve tecrübelerine dayanarak, sistemin çıkışına göre deneme ve yanılma yoluyla gerçekleştirir. Bu işlemin uzun zaman almasının yanı sıra ayar sürecinde optimal bir bulanık denetleyicinin elde edilmesinin garantisi yoktur. Karar verilmesi gereken parametre sayısı fazla olduğundan her bir parametrenin çıkışa olan etkisini kestirmek gerçekten kolay değildir. Ayrıca bulanık sistemlerin matematiksel modelinin olmayışından dolayı karakteristik denklemlerinin çıkarılamaması performans analizlerinin yapılamamasına neden olmaktadır. Bu bulanık mantığın en temel sorunudur.

3.1.1. Bulanık mantık denetleyiciler

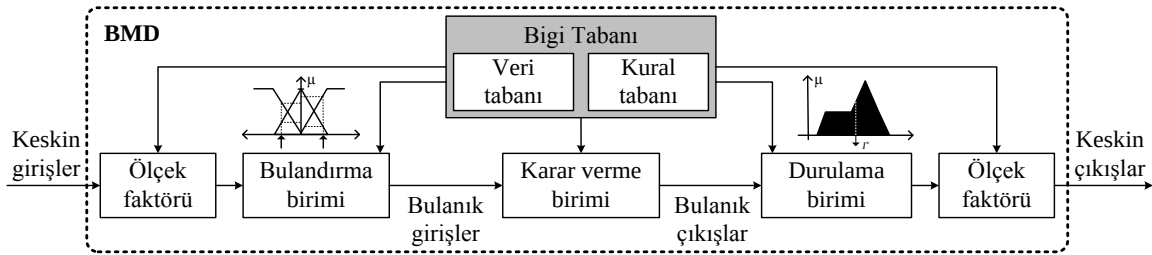
Mükemmel bir denetim sisteminin tasarımı denetlenecek sistemi ifade eden matematiksel modelin uygunluğu ile doğrudan ilişkilidir. Bazı sistemlerin matematiksel modellerinin elde edilmesi çok zordur. Elde edilse bile çıkarılan model çok karmaşık olabilmektedir ve bundan dolayı bu modeller kullanılarak denetim sisteminin gerçekleştirilmesi mümkün olmayabilir veya istenilen sonuç elde edilemeyebilir. Bu gibi durumlarda klasik denetim sistemlerinin kullanımı mümkün olmaz. Böyle bir sistemin kontrolü gerektiğinde, eğer mümkünse matematiksel modele ihtiyaç duymayan uzun süre bu işle uğraşmış tecrübeli bir operatörün bilgi birikiminden faydalanmak uygun bir çözümdür. İşte buradan yola çıkarak, insan düşünce tarzının denetim sürecine yansıtılması akla gelmiştir ve insan gibi hareket eden bir denetleyicinin oluşturulması düşünülmüştür. Bulanık mantık teorisi, insan düşüncesi ve doğal dile daha yakın bir mantık sistemidir. Bulanık mantık denetleyici (BMD), otomatik kontrol stratejisi içinde uzman bilgisine dayanan dilsel ifadeleri kontrol stratejisine dönüştürmek için kullanılır. Kısaca bulanık mantık teorisi, makinelere, insanların tecrübesinden elde edilen bilgileri işleme kabiliyeti kazandırır.

Her alanda olduğu gibi, bulanık denetimin kullanılmasına karar vermeden önce ilk aşamada denetlenecek sistemi iyice incelemek ve neden bulanık denetimin kullanılacağını düşünmek gerekir. İkinci aşamada ise sistem iyice tanınarak ne tür bir bulanık denetleyicinin kullanılacağına karar vermek gerekir. Ancak bu aşamalardan sonra, eğer daha iyi bir yöntem bulunamıyor ise, bulanık denetimin uygulamasına geçilmelidir. Çünkü her durumda bulanık denetimin uygulanması doğru bir çözüm değildir.

Bulanık denetimin kullanılmasına karar verildikten sonra BMD tasarımına ilk olarak giriş ve çıkış değişkenlerinin tespitiyle başlanır. Bu değişkenler uygulamadan uygulamaya farklılık göstermektedir. Giriş değişkenleri tipik olarak durum değişkenleri, durum değişkenlerinin hatası, durum değişkenlerinin hatalarının türevi veya bir önceki adıma göre değişimi olarak seçilir. Çıkış değişkenleri ise giriş değişkenlerine göre ayarlanacak olan değişkenlerdir. Değişkenlerin tespiti tamamlandıktan sonra her biri için belirli aralıklar tanımlanır ve her bir aralığa dilsel etiket atanır. Ardından her bulanık alt küme için üyelik işlevi belirlenir. Giriş değişkenlerine ait alt kümeler ile çıkış değişkenine ait alt kümeler arasında bulanık ilişkiler kurulur. Kural tabanı ile kurulan bu ilişkiler literatürde bulanık muhakeme (fuzzy reasoning) olarak adlandırılır. Denetlenen sistemden ölçülen keskin giriş

değişkenleri ölçek faktörleri ile $[-1, 1]$ aralığına dönüştürüldükten sonra bulandırma birimi ile bulanıklaştırılır ve ardından bulanık kurallar kullanılarak bulanık çıkarımlar yapılır. Her kural tarafından işaret edilen bulanık çıkışlardan tek bir bulanık değer elde edilir ve bu değer durulama birimi ile keskin çıkış değişkenine dönüştürülür. Durulama birimi, çıkış uzayında tanımlı bulanık kümeler ile aynı uzayda tanımlı keskin değerler arasında bulandırma biriminin tersinde ilişki kurmaktadır [86, 87].

Bilgi tabanı, bulandırma, karar verme ve durulama birimi olmak üzere dört temel bileşenden oluşan bir BMD'nin yapısını gösteren blok şema Şekil 3.2'de görülmektedir. Sistem değişkenleri, denetlenen sistemden ölçülen keskin giriş değişkenleri ve sistemin denetimi için BMD tarafından üretilen keskin çıkış değişkenleri olmak üzere iki çeşittir. Bulandırma birimi ölçülen değişkenlere belirli üyelik dereceleri atayarak uygun dilsel değişkenlere dönüştürülmesini sağlar. Burada bilgi tabanı iki farklı tipte bilgiden oluşur. Bunlardan ilki veri tabanıdır ve üyelik işlevlerini ile ölçek faktörlerini tanımlar. İkincisi ise kural tabanı olup uzman bilgisini temsil eden bulanık kurallardan oluşur. Karar verme birimi bulanık denetleyicilerin çekirdeğidir ve bulanık çıkarım işleminin gerçekleştirildiği yerdir. Bu birim sayesinde bulanık denetleyicilere tıpkı bir insan gibi karar verme yeteneği kazandırılır. Durulama birimi ise bulanık çıkarım sonucu elde edilen bulanık çıkış bilgilerini gerçek sisteme uygulanacak şekilde keskin çıkışlara çevirir.



Şekil 3.2. Bulanık mantık denetleyicinin yapısı

Bir bulanık denetleyici tasarımına geçilmeden önce aşağıda sıralanan dört temel faktörün bilinmesi gerekmektedir. Bunlar;

1. Keskin girişler ve çıkışlar ile bunların evrensel kümeleri, başka bir deyişle her bir değişkenin alacağı muhtemel değerler,
2. Giriş ve çıkış değişkenlerine ait ölçek faktörleri,

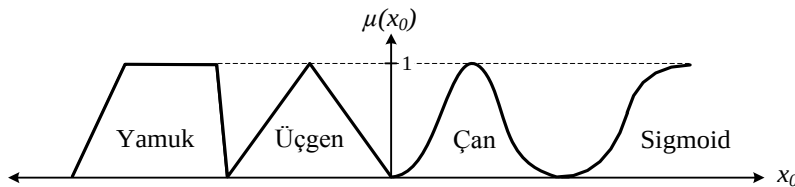
3. Her bir giriş ve çıkış değişkeni için bulanık değerlerin üretilmesinde kullanılacak bulanık üyelik işlevleri,
4. Bulanık muhakemenin kurulmasında kullanılacak bulanık denetim kural tablosu,

Bulandırma birimi

Bu birim, keskin giriş değerlerini ölçer ve derecelendirmeyi yapar. Giriş bilgisini büyük, çok büyük gibi uygun dilsel değerlere dönüştürerek bulanıklaştırma fonksiyonunu üretir. Diğer bir deyişle, bulanıklaştırma, ölçülen keskin giriş değişkeninin bulanık kümeye yerleştirme biçimidir ve formül olarak Eş. 3.1'deki gibi ifade edilebilir.

$$x = \text{bulanıklaştırıcı}(x_0) \quad (3.1)$$

Burada x_0 sistemden ölçülen keskin giriş değeri, x bulanıklaştırma işlemi sonucu elde edilen bulanık değer ve *bulanıklaştırıcı* metodu üyelik işlevinin kendisidir. Bulanıklaştırma işlemi için birçok üyelik işlevi bulunmaktadır. Bulanık sistemin performansını yüksek tutmak için farklı üyelik işlevleri denenmelidir. En iyi sonucu veren belirli bir üyelik işlevi yoktur. Pratikte en fazla Şekil 3.3'de verilen yamuk, üçgen, çan eğrisi ve sigmoid tip üyelik işlevleri kullanılmaktadır [25]. Bu üyelik işlevlerinden üçgen tip üyelik işlevinin seçilmesi hesaplamaları sadeleştirilmesi açısından işlemci yükünü azaltmada fayda sağlamaktadır. Üyelik işlevi sayısının artması ile sistemin tepkisindeki doğruluk oranı genelde artmaktadır [88]. Ancak gerekenden fazla üyelik işlevi seçilmesi performansı olumsuz etkileyebilmektedir. Ayrıca bu durumda işlem yükünün artacağı unutulmamalıdır.



Şekil 3.3. Yamuk, üçgen, çan eğrisi ve sigmoid tip üyelik işlevleri

Bilgi tabanı

Bu birim (knowledge base), veri tabanı (data base) ve kural tabanından (rule base) meydana gelmektedir. Veri tabanı ölçek faktörlerini, bulanık parametrelerin gerekli tanımlamalarını ve her değişken için evrensel kümede tanımlanmış üyelik işlevlerini bulanık kümeler olarak sağlamaktadır. Kural tabanı ise denetim amacını gerçekleştirmek için tasarlanmış bulanık denetim kurallarını içermektedir ve denetim amaçları ile uzmanların politikasını karakterize eder. Başka bir deyişle, kural tabanı EĞER–O HALDE şeklinde tanımlanmış kurallarla kontrol edilecek sistemin sözel olarak modellenmiş hali olarak düşünülebilir.

Bulanık denetim kuralı bir neden ve bir sonuçtan oluşur. Denetim kurallarındaki nedenler ve sonuçlar birden fazla olabilir. Bu durumda sistem çok girişli, çok çıkışlı bulanık sistem olarak ele alınır. x ve y durum değişkenleri, z kontrol değişkeni ve A_n , B_n , C_n evrensel kümede dilsel değerler olmak üzere tipik bir bulanık içermeye,

EĞER $x = A_n$ ve $y = B_n$ ise O HALDE $z = C_n$

şeklinde yazılır. Her bir kural için çıkış değerlerinin bulunduğu tipik bir kural tablosu Çizelge 3.1’de gösterilmiştir. Buradaki dilsel etiketler Negatif Büyük (NB), Negatif Orta (NO), Negatif (N), Sıfır (S), Pozitif (P), Pozitif Orta (PO) ve Pozitif Büyük (PB) şeklindedir.

Çizelge 3.1. Tipik bir kural tablosu

z $x \backslash y$	NB	N	S	P	PB
NB	NB	NO	N	N	S
N	NO	N	N	S	P
S	N	N	S	P	P
P	N	S	P	P	PO
PB	S	P	P	PO	PB

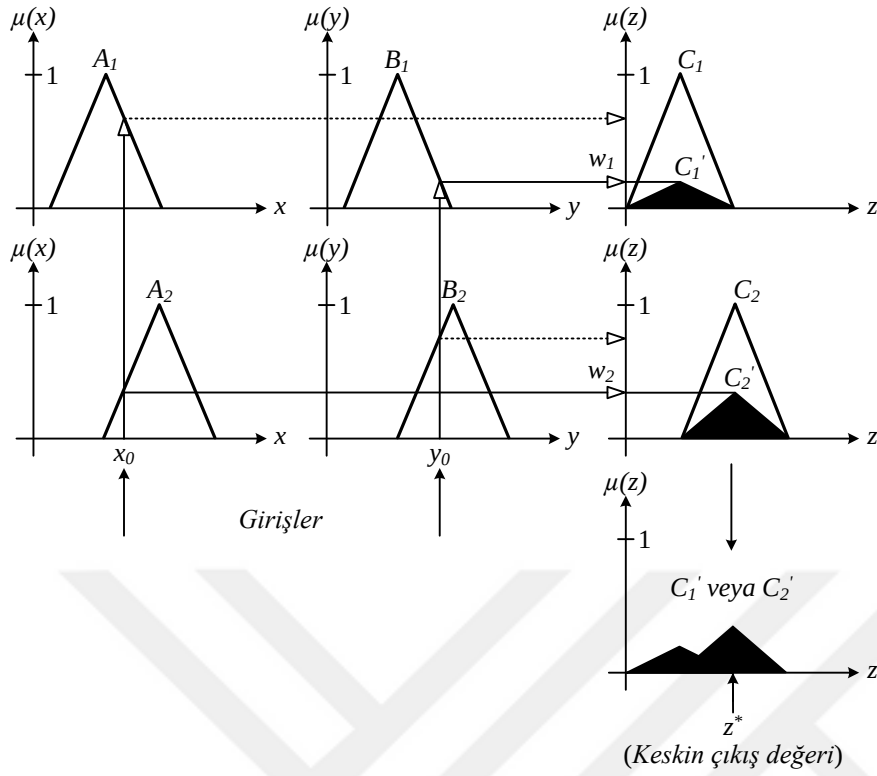
Bulanık çıkarım motoru

Bulanık çıkarım motoru (fuzzy engine) bulanık denetimin özüdür. İnsan düşüncesini taklit edip ve bulanık kurallarını kullanarak, bulanık denetim hareketlerinden sonuç çıkarmaya çalışır. Bu taklit bulanık içerme, bileşke kural çıkarımları ile cümle bağlayıcılarını içermektedir. Genel olarak bir bulanık denetim kuralı bir bulanık ilişkidir ve bulanık içerme ile açıklanır. Bulanık mantıkta bulanık içerme için birçok yöntem vardır ve bu yöntemlerden hangisinin seçileceğine sezgisel olarak karar verilir. Çıkarım mekanizması bulandırılmış ölçümleri kullanarak o an için hangi denetim kuralının uygun olduğunu değerlendirir ve denetim çıkışının ne olması gerektiğine karar verir. Çıkarım mekanizmasının sonucu bir bulanık kümedir [3].

Bulanık çıkarım işlemleri için en çok kullanılan yöntemler Max-Dot, Min-Max, Tsukamoto ve Takagi-Sugeno çıkarım yöntemleridir. Uygulamada en sık Min-Max çıkarım yöntemi kullanılmaktadır. Bu yöntemler aşağıda detaylı incelenmiştir.

Max-Dot

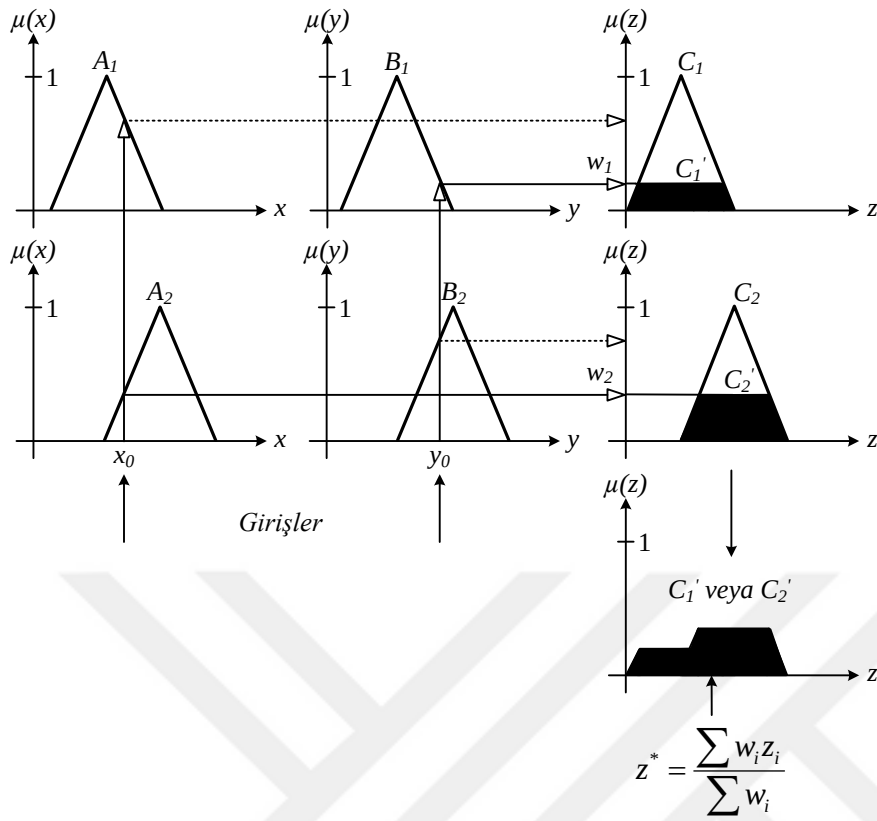
Her bir giriş değeri, ait olduğu bulanık alt kümedeki üyelik derecesine bağlı olarak çıkıştaki ilgili bulanık kümeyi yeniden ölçeklendirir. Çıkış değeri, tüm girişler için yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki maksimum değer alınarak bulunur. Şekil 3.4’de Max-Dot çıkarım görülmektedir.



Şekil 3.4. Max-Dot çıkarım

Min-Max

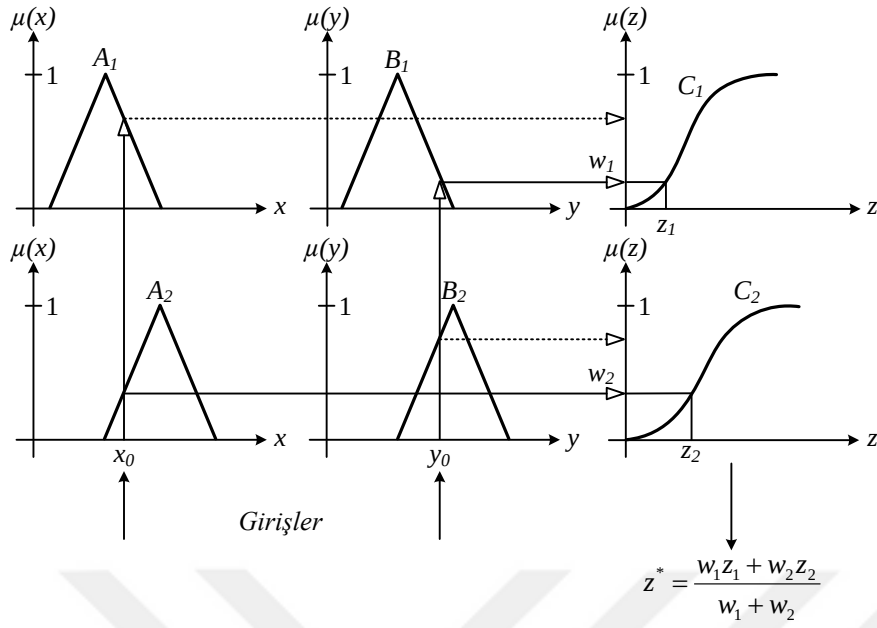
Bu çıkarım yönteminde her bir giriş değeri için ait olduğu bulanık alt kümedeki üyelik derecesine bağlı olarak çıkıştaki ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilir. Çıkış değeri, elde edilen bu bulanık kümelerle genellikle ağırlık ortalaması yönteminin uygulanmasıyla bulunur. Min-Max çıkarım Şekil 3.5'de verilmiştir. Burada w_i ve z_i , i . çıkış bulanık alt kümesinin sırasıyla üyelik derecesi ve merkez değeridir. Σ sembolü ise cebirsel toplamayı ifade etmektedir.



Şekil 3.5. Min-Max çıkarım

Tsukamoto

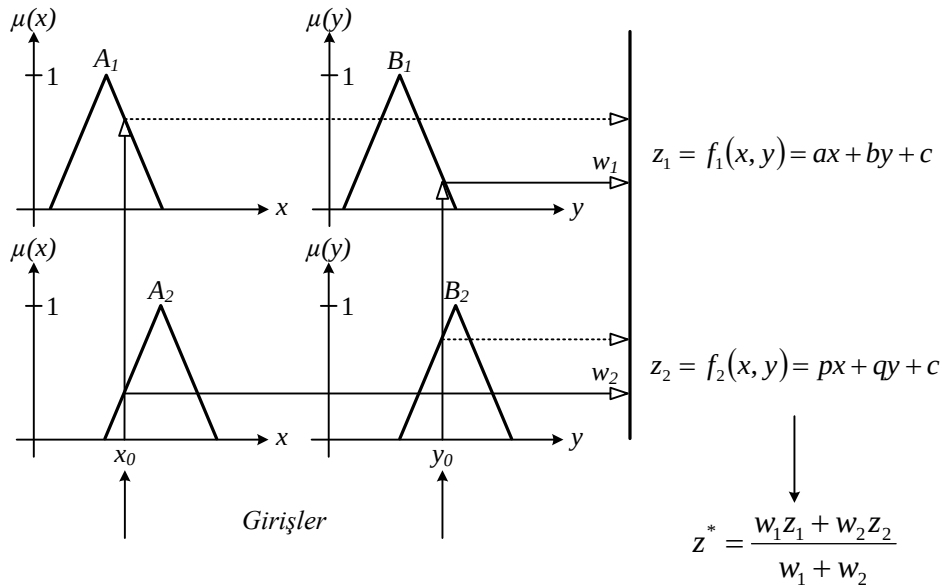
Bu yöntemde çıkış üyelik işlevi tek yönlü artan bir fonksiyon olarak seçilir. Çıkış değeri ise her bir kuralın keskin çıkış değerinin ağırlık ortalaması alınarak bulunur. Tsukamoto çıkarım Şekil 3.6'da görülmektedir.



Şekil 3.6. Tsukamoto çıkarım

Takagi-Sugeno

Bu yöntem ise her bir kuralın çıkışı, giriş değerlerinin doğrusal birleşimiyle bulunur. Keskin çıkış değeri ise ağırlık ortalaması alınarak bulunur. Takagi-Sugeno çıkarım Şekil 3.7'de görülmektedir.



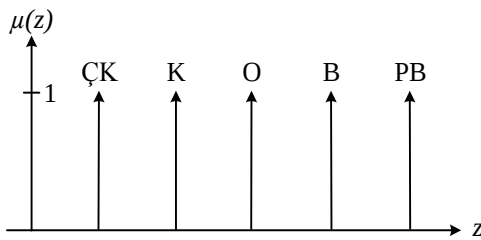
Şekil 3.7. Takagi-Sugeno çıkarım

Durulama birimi

Bulanık çıkarım sonucu elde edilen çıkış bir bulanık kümedir. Gerçek sisteme uygulanabilmesi için bu sonucun keskin bir değere çevrilmesi gerekir. İşte bu keskin değere çevirme işlemine durulaştırma işlemi adı verilir. Durulama stratejisinin amacı elde edilen bulanık denetim hareketinin mümkün olan dağılımını en iyi yansıtan keskin denetim hareketini bulmaktır. Bu manada durulayıcı seçiminde aşağıdaki üç husus dikkate alınmalıdır.

- Durulayıcıdan elde edilen keskin çıkış değeri bulanık kümeyi sezgisel ve mantıksal açıdan iyi ifade etmelidir.
- Algoritma kısa sürede hesaplanabilecek kadar basit olmalıdır.
- Bulanık kümedeki küçük bir değişiklik, elde edilen keskin çıkışta çok büyük değişikliklere neden olmamalıdır.

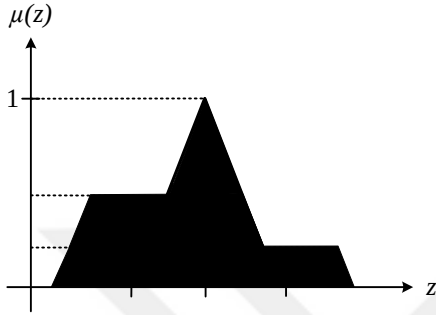
Bulanık sistemlerde durulanmış keskin değerın elde edilmesinde daha az işlem yükü gerektirmesi nedeniyle çıkış değişkenleri için tekil (singleton) üyelik işlevleri de kullanılabilir. Şekil 3.8’de 5 etiketten oluşan çıkış değişkeni için tekil üyelik işlevleri görülmektedir.



Şekil 3.8. 5 etiketli tekil çıkış üyelik işlevleri

Diğer mekanizmalarda olduğu gibi durulama yöntemi seçmenin de maalesef sistematik bir yolu bulunmamaktadır. Zadeh bu problemin çözümü için kesin olmayan önermeler sunmuştur. Zadeh’in teorik çalışmasının ardından ilk pratik bulanık mantık uygulamalarında birçok durulama yönteminden bahsedilmiştir. Uygulanan birçok metot da Mamdani tip bulanık sistem ile bağlantılıdır. Takagi-Sugeno ve FuNe-I gibi sistemler istisnadır. Zira bunlar genellikle sınıflandırıcı tipler olarak adlandırılır ve bulanık çıkış

sınıf üyeliklerinden alınır. Bu işlem için yaygın olarak kullanılan üç metot maksimum kriteri, ağırlık merkezi ve ağırlık ortalaması yöntemleri olup bunlardan en çok kullanılanı ağırlık merkezi yöntemidir. Örnek olarak Şekil 3.9’da bulanık çıkarım sonucu elde edilen simetrik üçgen üyelik işlevlerinin toplamından oluşan çıkış bulanık kümesi görülmektedir. Durulama işlemi için kullanılan yöntemler bu örnek üzerinden incelenecektir.



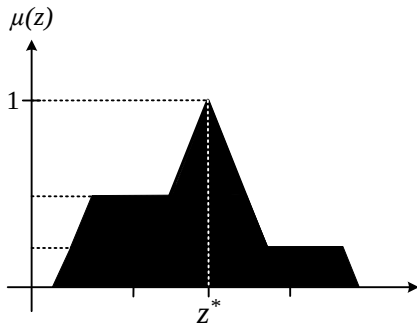
Şekil 3.9. Çıkış değişkeni için elde edilen bulanık küme

Maximum kriteri yöntemi

Bu yöntemle sonuçta elde edilen bulanık denetim hareketini temsil eden bulanık kümenin maksimum dereceli elemanı en son denetim hareketi olarak alınır. Bu yöntem yükseklik yöntemi olarak da adlandırılmaktadır. Eşitlik olarak Eş. 3.2’deki gibi ifade edilir.

$$\mu_C(z^*) \geq \mu(z), \quad z \in Z \quad (3.2)$$

z^* keskin değerinin elde edilişi Şekil 3.10’da verilmiştir.



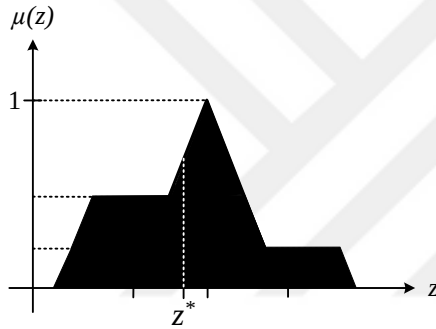
Şekil 3.10. Maksimum kriteri yöntemi

Ağırlık merkezi yöntemi

Sonuca ait keskin çıkış değeri, çıkıştaki kümelerin karşılama değerlerinin altındaki alanların toplamının teşkil ettiği alandır. Bulanık mantıkta en çok tercih edilen yöntemdir ve Eş. 3.3’de verilen formül ile ifade edilir [89].

$$z^* = \frac{\int (z \cdot \mu_z) dz}{\int \mu_z \cdot dz} \quad (3.3)$$

Şekil 3.11’de z^* değerinin elde edilişi görülmektedir.



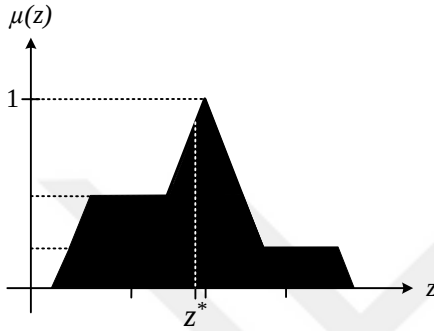
Şekil 3.11. Ağırlık merkezi yöntemi

Ağırlık ortalaması yöntemi

Bu yöntem ağırlık merkezi yöntemine benzemekle birlikte ağırlık merkezi hesabına göre daha az işlem yükü gerekmektedir. Keskin çıkış değeri için Eş. 3.4’de görüldüğü gibi tüm kurallar kullanılarak elde edilen üyelik dereceleri ile çıkış için oluşturulmuş bulanık kümelerin kurallarla işaret edilenlerinin merkezleri kullanılır. Bu durumda üyelik dereceleri ile ilgili bulanık kümelerin merkezleri çarpılıp toplandıktan sonra elde edilen değer Eş. 3.4’de görüldüğü gibi üyelik derecelerinin toplamına bölünür. Eş. 3.4’de R kural sayısını, z_i , i alt indisi ile işaret edilen bulanık kümenin merkezi ve μ_i , yine i alt indisi ile işaret edilen bulanık kümeye üyelik derecesini göstermektedir.

$$z^* = \frac{\sum_{i=1}^R z_i \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_i} \quad (3.4)$$

Şekil 3.12’de z^* değerinin elde edilişi görülmektedir.



Şekil 3.12. Ağırlık ortalaması yöntemi

Bu yöntemde dikkat edilmesi gereken Eş. 3.4’ün paydasının sıfırdan farklı olması gerekliliğidir. Görüldüğü üzere çıkış bulanık kümelerinin yapısı burada bir anlam ifade etmemektedir. Bu durumda çıkış bulanık kümelerinin sadece ağırlık merkezlerini tanımlamak hesaplamalar için yeterli olacaktır. Çıkış değişkenlerinin tekil olması durumunda ise z_i , i alt indisi ile işaret edilen tekil bulanık kümenin pozisyonu olacaktır [3]. Ağırlık merkezi yöntemi ile ağırlık ortalaması yöntemi arasında kıyas yapmak gerekirse pratik uygulamalarda, ağırlık merkezi yönteminin sürekli durumda, ağırlık ortalaması yönteminin ise geçici durumda daha yüksek performans sağladığı ifade edilmiştir [90].

3.1.2. Bulanık mantığın üstünlük ve sakıncaları

Bulanık mantık yaklaşımının geleneksel yaklaşımlara kıyasla bazı üstünlük ve sakıncaları bulunmaktadır. Bunlar aşağıdaki gibi sıralanmıştır [86, 91-94].

Üstünlükler

- Bulanık mantığın en önemli üstünlüğü insanın düşünüş tarzını modellemesidir. Günlük hayatta karşımıza çıkan denetim problemlerinin büyük bir kısmı en iyi bir şekilde dilsel niteleyicilerle açıklanabilir.
- Sistemin dinamik veya matematiksel modeline ihtiyaç duymaz. Bu nedenle matematiksel modeli iyi tanımlanamamış, zamanla değişen ve doğrusal olmayan sistemler en başarılı uygulama alanlarıdır.
- Uygulamalar hızlıdır ve ucuza mal olur. Bulanık denetim genellikle daha küçük yazılımla, daha hızlı bir şekilde sonuca ulaşır. Bunun nedeni bulanık mantıkta işaretlerin bir ön işlemeye tabi tutulmaları ve geniş bir alana yayılmış değerlerin az sayıda üyelik işlevlerine indirgenmeleridir.

Sakıncalar

- Üyelik işlevlerinin seçiminde kesin sonuç veren belirli bir yöntem yoktur. En uygun yöntem deneme-yanılma yöntemidir, bu da çok uzun zaman alabilir. Uzun testler yapmadan gerçekten ne kadar üyelik işlevi gerektiğini önceden kestirmek çok güçtür. Bu da bazı uygulamalar için hem pahalı, hem de lükstür.
- Bulanık mantık uygulamalarında kullanılan bulanık kuralların mutlaka uzman deneyimlerine dayanarak hazırlanması gerekmektedir. Üyelik işlevlerini ve bulanık mantık kurallarını tanımlamak her zaman kolay değildir. Uzman bilgisi bile ince ayarlar için yetersiz olabilir.
- Uzman kişinin bilgisi, deneyimi ve sezgisi ile optimal bulanık sistem tasarımı garanti edilemez.
- Bulanık mantık yaklaşımında üyelik işlevlerinin değişkenleri sisteme özeldir, başka sistemlere uyarlanması çok zordur.
- Kontrol edilen sistemin kararlılık testi yapılamamaktadır. Ancak yakın gelecekte bulanık kontrolde de, klasik kontrol ile aynı seviyede kararlılık, gözlemlenebilirlik ve kontrol edilebilirlik sağlayacak gelişmeler görülmesi beklenmektedir.
- Bunların yanı sıra en sık belirtilen dezavantajları ise üyelik işlevlerinin ayarlanmasının uzun zaman alması ve öğrenme yeteneğinin olmamasıdır.

Sıralanan bu sakıncaların çözümü için sakıncaların iç yüzüne bakılması gerekir. Bir uzman eşliğinde tasarlanan bir bulanık denetleyici, kapalı çevrim sistemde, uzmanın sunduğu bilgiler doğrultusunda insan gibi karar veren denetleyici rolünü üstlenir. Eğer, bir şekilde uzman kişide bulunan bilgi tabanını geliştirme işlemi modellenilebilir ve benzetim yapılabilirse, büyük bir uzman bilgisi gerekmeden yukarıda verilen sakıncalar büyük ölçüde çözülecektir. Bunun için denetleyicide bulunan ve uzman kişinin bilgi birikimine bağlı parametreler belirli bir formatta seçilen optimizasyon tekniği ile çözülmelidir. Bir bulanık denetleyici, genellikle, matematiksel modeli bilinmeyen parametre elemanlarına sahip lineer olmayan bir yapıdadır ve modeli zor elde edilen bulanık kurallar ile bulanık kümelerden oluşur. Diğer taraftan, çok sayıda tasarım parametresine sahip olması, optimizasyon işleminin büyük bir yüzeyde yapılmasını gerektirir. Bu da optimizasyon işlemini oldukça karmaşık yapar ve kesin olmayan sonuçlara götürebilir. Karmaşıklığın derecesi arama yüzeyine bağlı olarak artar. Bu yüzden, eğer arama yüzeyinde en iyi sonucu veren küresel optimum noktası dışında başka bir noktada arama başlatılırsa hesaplamaya dayalı optimizasyon tekniği hatalı sonuç verir. Üstelik arama yüzeyi iyi bilinmediğinden, var olan süreksizlik noktaları, eldeki bu problemi gradyan metodu ile çözmeyi zorlaştırır. Üstelik, bulanık denetleyicilerin optimizasyon problemi ardışık değildir. Yani, optimizasyon parametrelerinin aynı anda paralel olarak optimize edilmesini gerekmektedir. Bu nedenlerden dolayı bu tez çalışmasında BMK'nın tasarımı herhangi bir önsezi tabanına dayanmadan, bulgusal bilgilerle otomatik olarak GA'lar ile gerçekleştirilmiştir.

3.2. Genetik Algoritmalar

Genetik algoritma (GA) genetik ve doğal seçime dayalı bir optimizasyon ve araştırma tekniğidir. Metot biyolojik bir süreç içerisinde, doğal seçim ve genetik popülasyonların modellenmesi fikrine dayalı olarak John Holland tarafından 1975 yılında geliştirilmiştir ve daha sonra öğrencilerinden biri olan David Goldberg'in tez çalışması gaz hattı iletiminin kontrolünü içeren zor bir problemin çözümünü ile popülerlik kazanmıştır [26]. Doğrusal olmayan çok değişkenli optimizasyon problemlerin çözümünde kullanılması ile GA'nın önemli bir araştırma algoritması olduğu kanıtlanmıştır [95]. Holland'ın orjinal çalışmasının özeti kendi kitabında bulunabilir [96]. Kitapda Holland'ın geliştirdiği şema teoremi aracılığıyla GA'lara dair teorik bir temel ortaya konmuştur.

Biyolojik evrim teorisinden esinlenerek ortaya konmuş olan GA, arama uzayını stokastik yani rastgele biçimde tarayarak en iyi çözümü arayan bir yöntemdir. Ancak buradaki rastgelelik süreci geleneksel anlamdakinden çok farklıdır. Ardışık ve kendine özgü geleneksel rastgeleliğe sistematik olan sayısal bir evrim süreci ilave edilmiştir. Çözüme ulaşabilmek için önce arama uzayında rastgele olarak noktalar popülasyonu alınır, daha sonra gösterilecek kuralların ışığında bu noktalar arasında değerlendirmeler yapılarak popülasyonun bazı üyeleri yok olurken onların yerine yenileri gelir. Yeni gelenlerin topluma katılması ile daha sağlıklı yani hedefe daha yakın olması beklenir. Bu popülasyonun üyeleri arasında gerekli genetik işlemlerin uygulanması ile daha uygun, başka bir deyişle hedefe daha yakın yeni bir toplum elde edilir [97, 98]. Böylece hedefe tek bir yön veya yol boyunca değil, birçok yönden ve kısa yoldan yaklaşılr. Popülasyondaki üyelerin her birine kromozom adı verilip, kodlanmış birer genetik sayı dizisi ile temsil edilir. Kromozom içerisindeki her bir parametre ise gen olarak ifade edilmektedir.

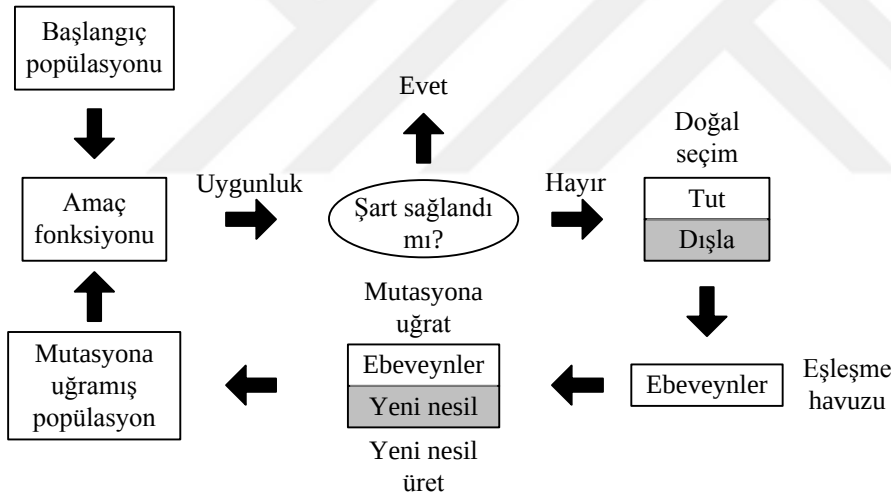
GA'nın sezgisel bir yapısı olduğundan dolayı bir problem için kesin çözüme ulaşmayı garanti etmeyebilir, ancak bilenen geleneksel yöntemlerle çözülemeyen veya çözüm zamanı problemin büyüklüğü ile üstsel artan problemlerde kesin sonuca çok yakın çözümler verebilir. GA'nın fonksiyon en iyilemesi, çizelgeleme, mekanik öğrenme, tasarım, hücresel üretim gibi alanlarda başarılı uygulamaları bulunmaktadır. Geleneksel optimizasyon yöntemlerine göre farklılıkları olan GA'lar, parametre kümesini doğrudan değil, uygun bir şekilde kodlanmış biçimlerini kullanırlar. Olasılık kurallarına göre çalışan GA, yalnızca sisteme özgü olan amaç fonksiyonuna ihtiyaç gösterir, herhangi bir türevine gerek yoktur. Diğer bir önemli üstünlüğü ise çözümlerden oluşan popülasyonu eş zamanlı incelemeleri ve böylelikle yerel çözümlere takılmamalarıdır [99].

GA'lar problemlere tek bir çözüm üretmek yerine farklı çözümlerden oluşan bir çözüm kümesi üretir. Böylelikle, arama uzayında aynı anda birçok nokta değerlendirilmekte ve sonuçta bütünsel çözüme ulaşma olasılığı yükselmektedir. Çözüm kümesindeki çözümler birbirinden tamamen bağımsızdır. Her biri çok boyutlu uzay üzerinde bir vektördür. Diğer optimizasyon tekniklerinin aksine GA'lar, bir amaç fonksiyonu ile tanımlanan çok boyutlu bir uzayda arama yapabilir ve diğer optimizasyon tekniklerinin tüm özelliklerini sağlamanın yanında, diğer tekniklerin çözümünde zorlandığı karmaşık problemlerde de oldukça etkilidirler [100].

Temel bir GA yapısı çok basittir ve güçlüdür. Algoritmanın adımları aşağıda sıralanmıştır:

1. Başlangıç popülasyonu üret.
2. Popülasyonda bulunan her bir bireyin uygunluğunu amaç fonksiyonu yardımıyla değerlendir.
3. Doğal seçimi gerçekleştir.
4. Eşleştirme için popülasyon üyelerini seç.
5. Yeni nesili meydana getir.
6. Popülasyonun seçili bireylerini mutasyona uğrat
7. Algoritmayı sonlandır veya 2. adım'a atla.

Bu adımlar Şekil 3.13'deki blok diyagramında görülmektedir. Bu adımların her birine ileren kısımlarda detaylıca yer verilmiştir.



Şekil 3.13. Temel bir GA blok diyagramı

3.2.1. Problemin genetik algortmada kodlanması

GA'ların ilk aşaması optimizasyonu gerçekleştirilmek istenen değişken dizisini temsil eden kromozomun belirlenmesi ile başlar. Parametrelerin kromozomlara kodlanma tarzı GA'nın performansını etkileyen faktörlerden biridir. GA uygulamalarının çoğunda üye çözümlerin kodlanması aşamasında sabit uzunluklu, sabit mertebeli parametre setleri kullanılır. Bununla birlikte son yıllarda, farklı kodlama türleri ile birçok deney gerçekleştirilmiştir.

İkili tabanlı kodlama

GA'ların tarihsel gelişimi boyunca yaygın olarak kullanılan ikili GA'lar '0' ve '1' değerlerini alabilen bitler ile çalışmaktadır. Bu manada her bir gen onluk değeri ile değil de iki tabandaki değeri ile temsil edilir. Aşağıda gen sayısının N_{deg} olduğu ve her bir genin $N_{deg} = 5$ bitten oluştuğu örnek bir iki tabanda kodlanmış kromozom görüntüsü verilmiştir. Bu kromozom toplam $N_{bit} = N_{gen} \times N_{deg} = 5N_{deg}$ bitten oluşur. Temel ikili kodlama şemasının gray kodlama, diploid ikili kodlama şeması gibi farklı uzantıları bulunmaktadır.

$$kromozom = \left[\underbrace{001011}_{gen_1} \underbrace{1110100}_{gen_2} \underbrace{101}_{gen_3} \dots \underbrace{00011}_{gen_{N_{deg}}} \right]$$

Amaç fonksiyonunun değerlendirilebilmesi için her iterasyonda ilk olarak iki tabanlı kodlanmış kromozomun 10'luk sayı sistemine çevrilmesi gerekir. Çünkü amaç fonksiyonları genel olarak sürekli değişkenlere ihtiyaç gösterirler. Bu çevirme işleminde Eş. 3.5'de verilen denklem kullanılır. Burada verilen iki tabanlı sayı kromozom içerisinde bulunan gen için üretilen iki tabandaki sayıdır.

$$d_{10} = d_{alt} + decimal(100110...0112_2) \times \frac{d_{üst} - d_{alt}}{2^n - 1} \quad (3.5)$$

Eş. 3.5'de d_{alt} ve $d_{üst}$, 10 tabandaki d sayısının alt sınırı ile üst sınırını gösterirken n , genin iki tabanlı gösteriminde kullanılan bit sayısıdır. Bit sayısı iki tabanlı sayının temsil ettiği değişkeninin alt ve üst sınırları arasındaki yeterli miktarda noktayı temsil edecek şekilde belirlenmesi gerekir. Bit sayısı ile sayı değerinin çözünürlüğü arasında doğrusal bir ilişki bulunmaktadır.

İkili kodlama sistemi birçok problem için doğal olmayan kullanışsız bir yapıya sahiptir. Ayrıca oldukça keyfi sıralanmaya yatkındır [101]. Daha da önemlisi parametre değerlerinin sürekli olduğu bir problem çözülmek istendiğinde her bir parametrenin kaç bit ile temsil edileceği önemli bir sorun oluşturmaktadır.

On tabanlı kodlama

Değişken değerlerinin sürekli olduğu bir problemin çözümünde değişkenler ile makine hassasiyetinde işlem yapılmasının arzu edildiği bir durumda her bir değişkenin iki tabandaki temsili için kullanılacak bit sayısının çok fazla olması gerekir. Değişken sayısı fazla olursa aynı şekilde kromozomun boyutu da fazla olur. Değişkenlerin doğal olarak kesikli olduğu durumda ikili GA güzel sonuçlar vermesine rağmen değişkenlerin sürekli olduğu durumda ondalıklı sayılarla temsil edilmeleri çok daha mantıklıdır. Ek olarak, ikili GA'nın hassasiyeti değişkenlerin iki tabandaki gösterimiyle sınırlı olduğundan, bunun yerine ondalıklı sayıların kullanımı değişkenlerin makine hassasiyetinde temsil edilmelerine olanak sağlar. Bu tarz değişkenler ile çalışan GA'lara literatürde gerçek kodlu GA, on tabanlı GA veya ondalıklı GA gibi isimler verilebilmektedir. Gerçek kodlu GA, ikili GA'ya nazaran daha az hafıza miktarı gerektirir. Çünkü bir değişken N_{deg} adet, 0 ve 1'lerden oluşan tam sayılar yerine tek bir ondalıklı sayı ile gösterilir. Diğer taraftan ondalıklı sayıların iki tabanlı sayılara dönüştürülmesi ve bunun aksinin yapılması söz konusu olmadığından gerçek kodlu GA doğal olarak ikili GA'dan daha hızlıdır.

Gerçek kodlu GA'da bir kromozom N_{deg} adet değişkene veya gene sahip ise (N_{deg} - boyutlu optimizasyon problemi), $1 \times N_{deg}$ elemandan oluşan kromozom aşağıdaki gibi yazılır. Bu durumda, değişkenlerin her biri ondalıklı sayılarla gösterilir.

$$kromozom = [d_1, d_2, d_3, \dots, d_{N_{gen}}]$$

3.2.2. Başlangıç popülasyonunun elde edilmesi

GA'da olası çözüm kümesi, tek bir kromozom ile ifade edilmez. Algoritmanın yürütüleceği ortam kapasitesi ve parametre karakteristikleri dikkate alınarak bir kromozom kümesi oluşturulur ve bu küme daha önce ifade edildiği gibi popülasyon olarak tanımlanır. Popülasyonun başlangıç değerlerinin oluşturulma yönteminin GA performansında önemli bir yeri vardır. Başlangıç popülasyonu genellikle rastgele oluşturulur. Fakat yapılan bazı çalışmalarda ilk popülasyonun daha önceden elde edilen bir bilgiye veya sezgiye bağlı olarak üretildiği uygulamalar da vardır [26]. Zira kısıtlı optimizasyon problemlerinde başlangıç popülasyonunun rastgele oluşturulması uygun olmayan çözümler ortaya

çıkarabilmektedir. Bu yüzden varılması istenen optimal noktanın yaklaşık konumu hakkında ipuçları bulunuyorsa kromozom değerlerinin böyle bir çözüm noktası etrafında rastgele ancak daha dar bir karar uzayından seçilmesi uygundur. Böylece çözüm süreci de hızlandırılabilir.

GA'nın çalışmaya başlayabilmesi için N_{pop} kromozomdan oluşan başlangıç popülasyonuna ihtiyaç vardır. Bunun için her satırında $1 \times N_{deg}$ boyutunda kromozom olan N_{pop} satırlı iki boyutlu bir matris göz önünde tutulur. Başlangıç popülasyonunun rastgele oluşturulduğu durumda, elemanları d_{alt} ile $d_{üst}$ arasında değişen $N_{pop} \times N_{deg}$ matrisi Eş. 3.6'da verilen eşitliğe göre elde edilir.

$$pop = (d_{üst} - d_{alt}) \times rand(N_{pop}, N_{deg}) + d_{alt} \quad (3.6)$$

Burada, $rand(N_{pop}, N_{deg})$ komutu $N_{pop} \times N_{deg}$ boyutunda ve elemanları 0 ile 1 arasında uniform dağılımlı bir matris meydana getirir. Bu tür standart rastgele sayı üretme fonksiyonları her bilgisayar yazılımında vardır. Bu matrisin her satırı bir kromozoma karşılık gelir.

3.2.3. Amaç fonksiyonunun belirlenmesi

GA'larda her bir kromozom, problemin olası bir çözümünü gösterir ve kromozomların değerlendirilebilmesi için verilen problemi kromozomun ne kadar iyi çözdüğünü karakterize eden uygunluk fonksiyonu veya amaç fonksiyonuna ihtiyaç vardır [102]. Böylece, her bir kromozom veya çözüm için çözüm kalitesini gösteren sayısal bir değer hesaplanır. GA'larda yalnızca amaç fonksiyonu probleme özeldir.

Amaç fonksiyonunun formülasyonu, GA ile optimizasyon sürecinde algoritmanın performansına yakından etki eden çok önemli bir adımdır. Amaca yönelik olarak tanımlanmamış bir amaç fonksiyonu GA'nın olumsuz sonuçlar üretmesine neden olurken eksik tanımlanması algoritmanın yetersiz sonuçlar üretmesine neden olmaktadır. Bu nedenle bu fonksiyonun seçiminde arzu edilen sistem davranışı iyi tanımlanmış olmalıdır. Ayrıca bu fonksiyon, popülasyon üyelerinin uygunluklarının değerlendirilmesi için

algoritmada birçok kez çağrılacağı için hesaplama doğruluğu ile değerlendirme süresi arasında genellikle bir ödünleşim bulunmaktadır. Algoritmanın yakınsama süresini kısaltmak için yalnızca amaca uygun değişkenler amaç fonksiyonuna eklenmelidir. Örnek olarak sabit mıknatıslı bir generatörde, çıkış gücünün artırılmaya çalışıldığı durumda rotor yüzeyinde bulunan sabit mıknatısların boyutu önemli iken kutup sayısının bir önemi yoktur. Ayrıca belirli bir amaç fonksiyonunun bazı formülasyonlarını optimize etmek diğer formülasyonlarına göre daha kolay olabilmektedir. Optimizasyon işleminden önce amaç fonksiyonunun doğru ve eksiksiz bir şekilde belirlenmesi ile harcanan süre, sonrasında önemli sonuçlar kazandıracaktır.

Amaç fonksiyonunun birden fazla amacı karşılaması gerektiği durumlar ile de sık sık karşılaşmaktadır. Örnek olması açısından yine sabit mıknatıslı bir generatörde sabit mıknatısların boyutları artırılırken aynı zamanda hava aralığı uzunluğunun azaltılması gerekebilir. Hem maksimizasyon hem de minimizasyon içeren bu tür bir problem çok amaçlı optimizasyon problemi olarak tanımlanmaktadır. Çok amaçlı problemlerin çözümünde kullanılan yaygın yol ilk olarak her bir hedefin uygunluğunu normalize etmektir. Ardından uygunluk değerleri ağırlıklandırılarak tek bir uygunluk değeri elde etmek amacıyla birbirleriyle toplanır. Böylece Q tane farklı hedefi olan bir amaç fonksiyonunun çıkışı Eş. 3.7’de olduğu gibi verilebilir.

$$uygunluk = \sum_{q=1}^Q w_q c_q \quad (3.7)$$

Burada, $\sum_{q=1}^Q w_q = 1$ ve $0 \leq c_q \leq 1$ şeklindedir. Uygunluk değerinin normalizasyonu, her bir uygunluğun bağıl ağırlıklandırılmasındaki kontrolün sağlanması açısından önemlidir.

3.2.4. Doğal seçim mekanizması

Popülasyonda bulunan kromozomlar amaç fonksiyonu yardımıyla değerlendirildikten sonra hangi kromozomların yaşamak için yeteri kadar uygun olduğuna ve bir sonraki nesilde muhtemel yavru üretip üretmeyeceklerine karar verilmelidir. Bir başka deyişle doğal seçim, bir sonraki nesilde daha iyiye gidebilecek olan kromozomların seçilme işlemidir. Seçim işleminin güçlü bireyleri sonraki kuşağa kopyalama olasılığını artırması

istenir. Böylece seçim, arama uzayının başarılı olunacağı umulan bölgelerine yoğunlaşır. Böyle bir seçim süreci popülasyonun evrim geçirerek daha da iyiye doğru gelişmesini temin eder.

Doğal seçim, algoritmanın her iterasyonunda gerçekleşir. Burada eşleştirme havuzunda ne kadar kromozomun tutulacağına karar vermek keyfidir. Popülasyon içerisindeki bütün kromozomların seçilmesinin gelecek nesile çok fazla katkısı yoktur. GA'da yaygın olarak kullanılan seçim yöntemleri aşağıda verilmiştir.

- *Ağırlıklı seçim metodu:* Bu seçim yöntemi uygunluk değeri düşük olan kromozomların popülasyondan atılması prensibine göre çalışır. Böylece sağlıklı bireylerin sonraki nesillere aktarılma şansı artırılır. Bunun için öncelikle popülasyon en iyi bireyden en kötü bireye doğru sıralanır. Ardından en iyi N_{tut} adet kromozom eşleştirme işlemi için seçilip, yeni üretilecek olan kromozomlara yer açmak amacıyla geriye kalan $N_{pop} - N_{tut}$ adet kromozom popülasyondan atılır. $X_{seç}$, N_{pop} parametresinin bir oranı olmak üzere, her bir iterasyonda popülasyonda tutulacak olan kromozom sayısı Eş. 3.8'de verilmiştir.

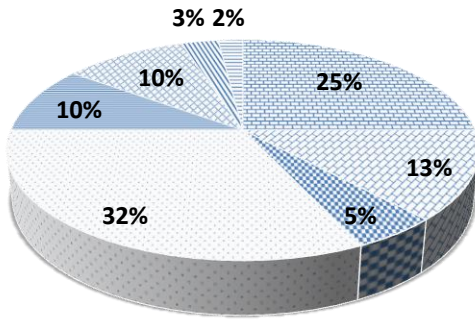
$$N_{tut} = X_{seç} \times N_{pop} \quad (3.8)$$

Bu işlem her bir nesilde veya algoritmanın her bir iterasyonunda gerçekleşir. Burada eşleştirme işlemi için ne kadar kromozomun seçileceği biraz keyfidir. Çok az sayıda kromozomun seçilmesi üretilecek olan kromozomda mevcut genleri sınırlarken çok fazla sayıda seçilmesi sağlıklı kromozomlara özelliklerini gelecek nesillere aktarma şansı vermektedir. Bu nedenle genelde popülasyonun yarısının ($X_{seç} = 0.5$) seçilmesi uygundur.

- *Eşik değer seçim metodu:* Bu yaklaşımda belirli bir eşik değeri ile tanımlanan uygunluk değerinden daha iyi olan tüm kromozomlar yaşamlarına devam ederler. Burada belirlenen eşik değeri bazı kromozomların ebeveyn olup yeni nesili oluşturmalarına izin vermelidir. Aksi takdirde, eşik değerini geçecek kromozomların bulunması için bütün popülasyon yeniden üretilecektir. İlk başta sadece birkaç kromozomun eşik değerini geçmesi yeterlidir. Sonraki nesillerde eşik değeri değişmediği müddetçe kromozomların

çoğu testi geçecektir. Bu tekniğin çekici özelliği popülasyonun sıralanma zorunluluğunun olmamasıdır [26].

- *Rulet tekerleği seçim metodu:* Bu yöntemde ilk olarak popülasyondaki tüm kromozomların uygunlukları toplanır. Ardından her bir kromozom uygunluğunun toplam uygunluğun yüzde kaçını temsil ettiği hesaplanır. Böylece kromozomların yüzde olarak temsilleriyle orantılı olarak tekerlek üzerinde alanlar ayrılır. Uygunluğu yüksek olan kromozomun tekerlek üzerinde kapladığı alan fazladır. Rulet tekerleğinin döndürülme işlemi, 0 ile 1 arasında rastgele sayı üretimi ile gerçekleştirilir. Üretilen rastgele sayı hangi kromozomun kapladığı alanda ise o kromozom seçilir. Benzer şekilde diğer kromozomların belirlenmesi ile uygunluk değerleri iyi olan bireyler eşleştirme havuzuna alınarak diğer genetik operatörlerin uygulanması için hazırlanırlar. Şekil 3.14’de sekiz kromozom için örnek bir rulet tekerleği görüntüsü verilmiştir. Görüldüğü gibi en iyi kromozomun %32 değerinde bir seçim olasılığı vardır.



Şekil 3.14. Sekiz kromozom için örnek bir rulet tekerleği görüntüsü

Kromozomların uygunluk değerine bağlı olarak gerçekleştirilen rulet tekerleği seçim metodunun aşağıda verilen dezavantajları bulunmaktadır.

1. Rulet tekerleğini üzerinde bulunan dilimler her nesilde yeniden hesaplanarak oluşturulmak zorundadır. Çünkü bu dilimler kromozomların uygunluk değerlerine bağlıdır.
2. Mutasyon oranının düşük olduğu bir algoritmanın ilerleyen iterasyonlarında bütün kromozomlar yaklaşık aynı seçim olasılığına sahip olacaklardır.
3. Kromozomların seçim olasılığının hesaplanması için ilk olarak uygunluk değerleri normalize edilmek zorundadır. Bu işlem için belirli bir yol bulunmayıp, keyfi bir şekilde gerçekleştirilir.

Bu dezavantajlarından başka rulet tekerleği seçim metodu, basit olmasına karşın rastlantısal bir hataya sahiptir. Bu hata, yeni popülasyonda her kromozomun kopya sayısı ile gerçekleşen kopya sayısı arasında büyük bir farkın oluşudur. Algoritmanın tekrarlanan iterasyonlarında bu örnekleme hatası artmakta ve teorik olarak tahmin edilenden çok daha farklı yönlerde arama işlemi gerçekleşmektedir. Bu olay algoritmanın zamansız yakınsamasına neden olabilmektedir. Bu hatayı azaltmak için bazı araştırmacılar en iyi bireyi bir sonraki nesile aktarmak için elitizm ve crowding metodu gibi çeşitli seçim teknikleri önermişlerdir [99].

3.2.5. Eşleştirme mekanizması

Eşleştirme havuzuna alınacak kromozomların belirlenmesi tamamlandıktan sonra hangi eşleştirme yöntemi ile ebeveynlerin seçilmesine karar verilmelidir. Bu aşamada yeni iki kromozom üretmek için N_{tut} adet kromozomdan meydana gelen eşleştirme havuzundan iki kromozom seçilir. Bu işlem eşleştirme havuzunda, popülasyondan atılan $N_{pop} - N_{tut}$ kadar sağlıklı kromozomun yerine, sağlıklı olacağı beklenen yenileri geçinceye kadar devam eder. Çeşitli eşleştirme yöntemleri uygulaması en kolayından başlanarak aşağıda verilmiştir.

- *Yukarıdan aşağıya eş seçme:* Bu yöntemde aynı anda iki kromozom, eşleştirme havuzunun en başından başlanarak, N_{tut} tane kromozom eşleştirme için seçilinceye kadar birbirleriyle eşleştirilir. Böylece sıra numarası bakımından tek sıralı kromozomlar çift sıralı kromozomlar ile eşleştirilmiş olur. Bu yöntem doğayı iyi yansıtmamasına rağmen kullanışlı ve pratik olması bakımından tercih edilebilmektedir.
- *Rastgele eş seçme:* Burada kromozomların seçilmesi için üniform rastgele değerler kullanılır. Ebeveynler için üretilecek rastgele sayılar Eş. 3.9'da verilen eşitlik ile tek seferde üretilebilir.

$$\begin{aligned} an &= \text{ceil}(N_{tut} \times \text{rand}(1, N_{tut})) \\ ba &= \text{ceil}(N_{tut} \times \text{rand}(1, N_{tut})) \end{aligned} \quad (3.9)$$

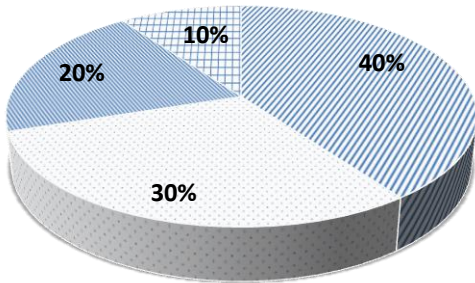
Burada *an* ve *ba* sırasıyla anne ve baba kromozomların satır numaralarını gösterirken *ceil* metodu elde edilen sayıyı kendisinden büyük en küçük tam sayıya yuvarlamak için kullanılır.

- *Ağırlıklı rastgele eş seçme*: Bu yöntem eşleştirme havuzunda bulunan N_{tot} sayıdaki kromozomun seçilme ihtimallerini uygunluk değerleri ile orantılı olarak hesaplar. Bu durumda en iyi kromozomun eşleşme şansı en yüksek iken en kötü kromozomunki en düşüktür. Hangi kromozomun seçileceği rastgele bir sayı ile belirlenir. Bu tür ağırlıklandırma işlemi genellikle rulet tekerleği ağırlıklandırması olarak ifade edilir. Bu yöntem sıraya dayalı ağırlıklandırma ve uygunluk değerine bağlı ağırlıklandırma olmak üzere kendi arasında ikiye ayrılır. Her iyi yöntemde de kromozomun uygunluğuna bağlı olarak seçilme ihtimali hesaplamak esastır.

i. *Sıraya dayalı ağırlıklandırma*: Problemden bağımsız olan bu yaklaşım, n . kromozomun seçilme ihtimalini Eş. 3.10'daki gibi kromozomun sıra numarasını kullanarak hesaplar.

$$P_n = \frac{N_{tot} - n + 1}{\sum_{n=1}^{N_{tot}} n} \quad (3.10)$$

$N_{tot} = 4$ olduğu bir algoritmada eşleştirme havuzunda bulunan kromozomların seçilme ihtimalleri Şekil 3.15'de verilmiştir.



Şekil 3.15. Sıraya dayalı ağırlıklandırma

Şekil 3.15'de görüldüğü gibi sıranın başında bulunan kromozomun seçilme ihtimali en yüksek iken sıranın sonundaki kromozomun seçilme ihtimali en düşüktür. Örnek olarak

üretileen rastgele sayı 0,7558 ise, bu değeri 0.9 $\geq r > 0.7$ aralığında olduğundan 3. kromozom seçilecektir. Sağlıklı bireylerin sonraki nesillere aktarılma şansının fazla olduğu bu yöntemde doğa daha iyi bir şekilde modellenmektedir. Ancak yukarıdan aşağıya eş seçme yöntemine nazaran programlanması biraz daha zordur ve küçük popülasyonlarda aynı kromozomun seçilme ihtimali yüksektir. Ayrıca kromozomların seçilme ihtimalleri yalnızca bulundukları sıraya bağlı olduğundan örneğin ilk sırada bulunan kromozomun seçilme ihtimali sabittir, değişmez. Uygunluk değerinin arttığı bir durumda, seçilme ihtimalinin artması beklenirken, sıra numarası değişmeyeceğinden artmayacaktır. Seçilme ihtimalleri her iterasyonda tekrar tekrar hesaplanmak yerine yalnızca bir kez hesaplanır.

ii. *Uygunluğa dayalı ağırlıklandırma*: Bu yaklaşımda bir kromozomun seçilme ihtimali popülasyondaki sırasından ziyade uygunluk değeri ile hesaplanır. Bunun için öncelikle eşleştirme havuzunda bulunan kromozomların uygunluk değerlerinden Eş. 3.11’de görüldüğü gibi $(N_{ut} + 1)$. sırada bulunan kromozomun uygunluk değeri çıkarılarak kromozomların normalize edilmiş uygunluk değerleri elde edilir.

$$U_n = u_n - u_{N_{ut}+1} \quad (3.11)$$

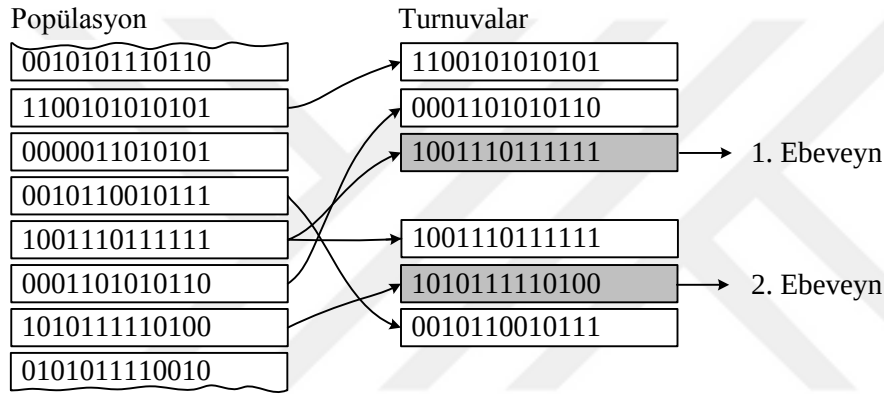
Ardından her bir kromozomun seçilme ihtimali Eş. 3.12 kullanılarak hesaplanır.

$$P_n = \frac{U_n}{\sum_{m=1}^{N_{ut}} U_m} \quad (3.12)$$

Bu yaklaşımda eşleştirme havuzunda bulunan ilk sıradaki kromozom ile son sıradaki kromozomun uygunluk değerleri arasındaki farkın fazla olduğu durumda ilk sıradaki kromozoma daha fazla seçilme ihtimali verilirken uygunlukların aşağı yukarı aynı olduğu durumda seçilme ihtimalleri neredeyse eşittir. Seçilme ihtimalleri her iterasyonda yeniden hesaplanmak zorundadır. Bu da beraberinde daha fazla işlem yükü getirmektedir.

- *Turnuva eş seçimi*: Doğadaki eş seçme yarışını taklit eden diğer bir yöntem de turnuva eş seçimidir. Bu yöntemde eşleştirme havuzundan rastgele iki veya üç grup oluşacak şekilde kromozomlar seçilir ve gruplardaki en iyi bireyler ebeveyn olurlar. Gerekli

sayıda ebeveyn elde edilinceye kadar turnuvalar gerçekleştirilir. Turnuva eş seçimi, eşik değeri eklentisi ile iyi sonuçlar üretmektedir. Zira bu yöntemde popülasyonun sıralanması gerekmemektedir. Sıralama işlemi, popülasyonun büyüklüğü arttıkça algoritmanın hızını azaltacağından büyük popülasyonlarda turnuva eş seçimi iyi bir alternatif olabilmektedir. Ayrıca bu yöntem matematiksel işlemler için daha verimlidir ve paralel uygulama açısından elverişlidir [3]. Sıraya dayalı rulet tekerleği seçim yöntemi ile turnuva seçiminin kromozomlar için benzer seçilme ihtimalleri verdikleri ifade edilmiştir [26]. Şekil 3.16’da turnuvaların iki grupta gerçekleştiği ve her gruba rastgele üç kromozomun seçildiği turnuva eş seçimi görülmektedir.



Şekil 3.16. Turnuva eş seçimi

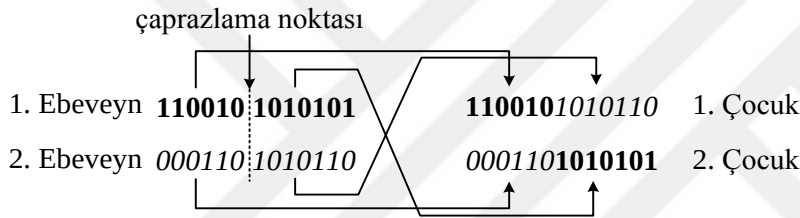
Sonuç olarak eş seçimi ile ilgili yöntemlerin her biri aynı koşullar altında farklı ebeveynlerin seçimi ile sonuçlanabilmektedir ve hangi yöntemin daha iyi sonuçlar ürettiğini söylemek gerçekten zordur. Genellikle algoritmanın ortalama başarısına bakılarak hangi yöntemin kullanılacağına karar verilir. Rulet tekerleği ile turnuva seçimi geliştirilen birçok GA’da kullanılmaktadır.

3.2.6. Çaprazlama operatörü

Çaprazlama, eşleştirme yöntemi ile bir araya getirilen kromozomların birleşmesi sonucu yeni kromozomların ortaya çıkması işlemidir. Böylece çaprazlama işlemi tercih edilmiş iyi kromozomlar arasında daha iyi özellikleri birleştirir. Bu iyi özellikler, meydana getirildiği özelliklerden kalıtmı olarak doğarlar. Tabi burada ebeveynlerin uygunluğuna ve çaprazlama operatörünün türüne bağlı olarak çaprazlama işlemi ile her zaman ebeveynlerinden daha iyi özellikte kromozomların meydana gelmesi beklenmemelidir. Zira

biyolojik organizmalardaki genetiğe benzer şekilde iyi kromozomlardan kötü kromozomların elde edilmesi mümkün olabileceği gibi kötü kromozomlardan iyi özellikte kromozomların elde edilmesi de mümkündür. Çözüm uzayında yeni noktaların keşfedilmesi açısından bu husus GA’da önemli bir öğedir.

Yeni çiftler seçilen ebeveynlerin bazı yollarla bir araya getirilmesiyle oluşturulurlar. İki tabanlı kromozomlar için en sık kullanılan yöntem üniform çaprazlamadır. Bundan başka tek kesimli, çift kesimli, çok kesimli gibi birçok iki tabanlı çaprazlama yöntemi vardır. Bu yöntemlerde ebeveyn kromozomlarında bir veya birden fazla nokta çaprazlama noktası olarak seçilerek Şekil 3.17’de görüldüğü gibi bu noktalar arasındaki haneler birbiri arasında takas edilir ve böylece iki yeni birey meydana gelir.



Şekil 3.17. Tek kesimli çaprazlama

Bu tür çaprazlama metotlarındaki problem, oluşacak yeni nesile yeni bilginin takdim edilememesidir çünkü başlangıç popülasyonunda rastgele olarak seçilmiş olan her bir değer yeni nesile yalnızca farklı birleşmelerle yayılır. Bu nedenle, bu yaklaşımlarda yeni genetik bilginin aktarılmasında mutasyon operatörünün önemli bir yeri vardır. İki tabanlı çaprazlama yöntemleri ikili GA’da iyi sonuçlar vermelerine rağmen gerçek kodlu GA’da değişkenlerin sürekliliğinden dolayı seçilen noktalar arasında sadece gen takası meydana getirirler [3]. Bunların yerine, daha sık kullanım alanı olan yaklaşımlar ebeveyn kromozomlarında bulunan değişkenlerin değerlerini birleştirirler. İlk yaklaşımda ebeveyn kromozomları Eş. 3.13’de olduğu gibi ağırlıklandırılarak toplanır. Burada, P_{an_i} anne kromozomdaki i .gen, P_{ba_i} baba kromozomdaki i .gen ve β , 0 ile 1 arasında bir sayıdır.

$$\begin{aligned}
 P_{yeni1_i} &= \beta P_{an_i} + (1 - \beta) P_{ba_i} \\
 P_{yeni2_i} &= (1 - \beta) P_{an_i} + \beta P_{ba_i}
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

Eş. 3.13’de $\beta = 0,5$ olduğunda sonuç iki ebeveyndeki değişkenlerin ortalamasıdır [103]. Bu lineer birleştirme işlemi seçilen çaprazlama noktasının sağında veya solunda kalan değişkenler için gerçekleştirilebileceği gibi kromozomda bulunan tüm değişkenler için de uygulanabilir. Ayrıca, değişkenler aynı β değeri ile karıştırılabilecekleri gibi her bir değişken için farklı β değeri kullanılabilir. Bu tarz karıştırma yöntemlerinde, ebeveyn kromozomları β ve $(1-\beta)$ şeklinde ağırlıklandırılıp birbirleriyle toplandığından elde edilen değişken değerleri ebeveynlerinin değişken değerleri ile sınırlıdır.

Ekstrapolasyon işlemi gerçekleştirerek elde edilecek yeni kromozomlardaki değişken değerlerinin ebeveynlerinin değişken değerleri ile sınırlamayan diğer bir yaklaşım lineer çaprazlama yaklaşımıdır. Bu yaklaşımda, Eş. 3.14’de görüldüğü gibi iki ebeveynden üç yeni birey elde edilir

$$\begin{aligned} P_{yeni1_i} &= 0,5P_{an_i} + 0,5P_{ba_i} \\ P_{yeni2_i} &= 1,5P_{an_i} - 0,5P_{ba_i} \\ P_{yeni3_i} &= -1,5P_{an_i} + 0,5P_{ba_i} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Elde edilen yeni bireylerden yalnızca ikisi kullanılır ve problemin kısıtları dışında olan bireyi popülasyondan atılır.

Bir başka çaprazlama yöntemi sezgisel (*heuristic*) çaprazlamada yeni bireyin değişken değerleri β , $[0, 1]$ aralığında rastgele bir sayı olmak üzere Eş. 3.15’deki gibi tanımlanmaktadır [104].

$$P_{yeni_i} = \beta(P_{an_i} - P_{ba_i}) + P_{an_i} \quad (3.15)$$

Eş. 3.15’de her bir değişken için farklı β değerleri kullanılabilir. Lineer çaprazlamada olduğu gibi bu yöntemde de yeni bireyin, iki ebeveynin değişken değerlerinin dışında olma ihtimali vardır. Yeni bireyin, izin verilen bölgenin dışında olması durumunda popülasyon atılır ve algoritma başka bir β değeri dener.

İkili GA'daki tek kesimli çaprazlamadan yola çıkılarak geliştirilen sürekli tek kesimli çaprazlamada, aşağıda görüldüğü gibi rastgele bir çaprazlama noktası belirlenir.

$$anne = [an_1, an_2, \dots, an_q, \dots, an_{N_{deg}}]$$

$$baba = [ba_1, ba_2, \dots, ba_q, \dots, ba_{N_{deg}}]$$

Ardından seçilen değişkenler, Eş. 3.16'da olduğu gibi birleştirilerek yeni bireylerde gözükecek değişkenler elde edilir.

$$\begin{aligned} b_q &= an_q - \beta(an_q - ba_q) \\ g_q &= ba_q + \beta(an_q - ba_q) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Burada β , 0 ile 1 arasındaki rastgele bir sayıdır. Son olarak Eş. 3.16'da elde edilen değişkenler, kromozomun geri kalanı ile bir araya getirilerek çaprazlama işlemi tamamlanır.

$$1.\text{çocuk} = [an_1, an_2, \dots, b_q, \dots, ba_{N_{deg}}]$$

$$2.\text{çocuk} = [ba_1, ba_2, \dots, g_q, \dots, an_{N_{deg}}]$$

Kromozomların ilk değişkeninin seçildiği durumda, bu değişkenin sağındaki değişkenler takas edilirken, son değişkeninin seçildiği durumda solundaki değişkenler birbirleriyle takas edilir. Ayrıca, $\beta > 1$ olmadıkça yeni bireylerdeki değişkenlerin değerleri, ebeveynlerinin değişken değerlerinin dışına çıkmaz.

3.2.7. Mutasyon operatörü

Mutasyon operatörü, eşleştirme ve çaprazlama işlemlerinin tamamlayıcısı olarak görev yapar. Bu operatör, rastgele değişimler yaratarak popülasyonda bulunmayan özelliklerin oluşmasını sağlar ve algoritmanın bütün arama uzayını araştırmadan zamansız yakınsamasını engeller. Mutasyon işleminin uygulanacağı değişkenler popülasyondan rastgele seçilir. Mutasyon oranı, değişmesi mümkün olan popülasyon içerisindeki ondalıklı değerlerin veya bitlerin bir oranı olup, bu oranın fazla olması algoritmanın o anki arama

bölgesinin dışında arama yapma serbestliğini artırmasının yanı sıra algoritmanın belli bir çözüm bölgesi üzerinde yoğunlaşmasına engel olur. Dolayısıyla yüksek oranda seçilmiş bir mutasyon işlemi, tamamen rastgele bir araştırmaya neden olurken, oranın çok küçük seçilmesi ile algoritmanın yerel çözümlerde takılıp kalma ihtimali artmaktadır.

Popülasyonun en iyi çözümleri üzerinde mutasyon işlemi genellikle uygulanmaz. Çünkü bu çözümler elit çözümler olarak adlandırılırlar ve sonraki nesillere değişmeden aktarılırlar. Elit olarak seçilen çözüm sayısının γ , mutasyon oranının p_m olduğu bir algorithmada gerçekleşecek değişim sayısı Eş.3.17’de verilen eşitlik kullanılarak hesaplanır.

$$\text{mutasyon sayısı} = p_m \times (N_{pop} - \gamma) \times N_{deg} \quad (3.17)$$

İkili GA’larda mutasyon, rastgele seçilen bir bitin tersinin alınması iken sürekli değişkenler için farklı mutasyon işlemleri gerçekleştirilebilmektedir. Bunlardan en kullanışlı ve basit olanı seçilen bir değişkenin değerini rastgele değiştirmektir. Gerçek kodlu GA’da kullanılan başka bir mutasyon işlemi, Eş. 3.18’de gösterildiği gibi normal dağılımlı rastgele bir sayının, mutasyon için seçilen değişkene eklenmesidir. Burada, σ dağılımın standart sapmasını, $N(0,1)$ ise ortalaması 0, varyansı 1 olan normal dağılımı göstermektedir.

$$d_{yeni} = d_{eski} + \sigma \times N(0,1) \quad (3.18)$$

Bu teknikte σ değerinin iyi seçilmesi gerekir. Üretilen rastgele sayı kontrolsüz şekilde seçilen değişkene eklendiğinden değişkenin sınırları dışına çıkılabilir. Ayrıca bu teknik daha fazla işlem süresine ihtiyaç göstermektedir [26]. Standart mutasyon operatörünün uygulanması Şekil 3.18’de gösterilmiştir.

Mutasyon öncesi $\Rightarrow$ 101011110100
 Mutasyon sonrası $\Rightarrow$ 100011111100

(a)

Mutasyon öncesi $\Rightarrow$ 5.5897
 Mutasyon sonrası $\Rightarrow$ -1.8889

(b)

Şekil 3.18. Mutasyon operatörünün uygulanması (a) İkili GA (b) Gerçek kodlu GA

Mutasyon operatörünün üzerine düşen görev özellikle GA'nın son iterasyonlarında artış göstermektedir. Çünkü son iterasyonlarda popülasyon belirli bir bölgeye yakınsadığından, kromozomlar birbirlerine benzemeye başlar ve bu durumda çaprazlama operatörünün işlevi kısıtlanarak çaprazlama sonucu elde edilen yeni kromozomlar da birbirlerine benzer. Böylece mutasyon, popülasyondaki değişkenliği gerçekleştirerek arama uzayında yeni çözüm noktalarının keşfedilmesini sağlar. Buradan yola çıkarak yapılan bazı çalışmalarda dinamik mutasyon oranı kullanılmıştır. Bu çalışmalarda iterasyon sayısı arttıkça Eş. 3.19'de görüldüğü gibi mutasyon oranı üstel olarak artmıştır [3]. Burada, G iterasyon sayısını, G_{max} maksimum iterasyon sayısını göstermektedir.

$$p_m = e^{(0,005 \times G / G_{max})} \quad (3.19)$$

3.2.8. Elitizm

İlk olarak Kenneth De Jong tarafından ortaya atılan elitizm, popülasyonun belli sayıdaki en iyi bireylerinin değişime uğratılmadan bir sonraki nesile aktarılmalarıdır [105, 106]. Bu bireyler doğal seçim ile seçilemezlerse kaybolurlar veya çaprazlama ve mutasyon işlemleri ile bozulabilirler. GA'nın arama yaptığı çözüm uzayında iyi bir noktanın bulunması halinde, bu noktayı muhafaza etmemek anlamsızdır. Birçok araştırmacı elitizmin GA'nın performansını önemli derecede artırdığını ifade etmiştir.

3.2.9. Algoritmanın durdurulması

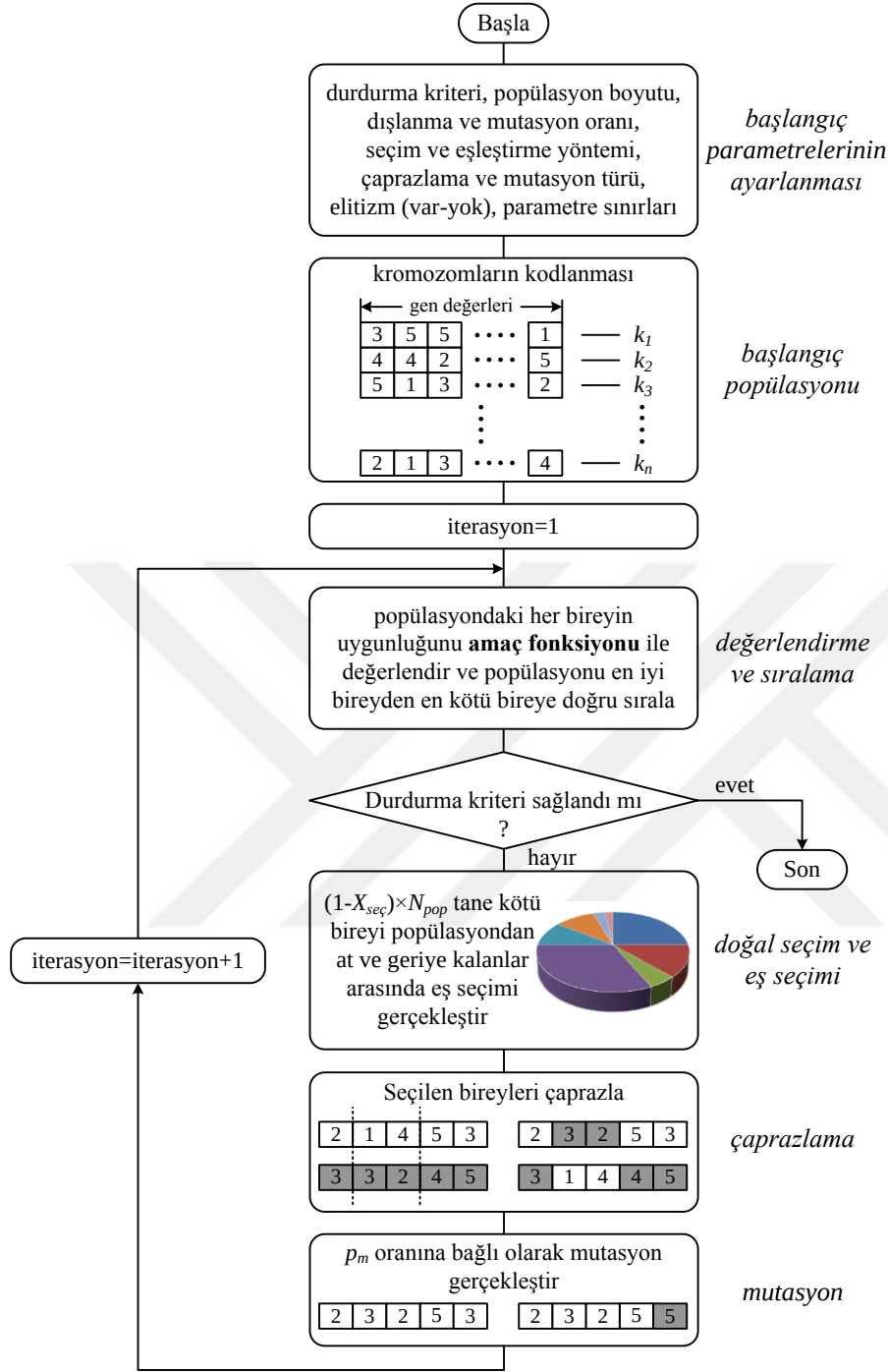
Yukarıdaki alt başlıklar halinde verilen işlemler, tanımlanan bir durdurma kriteri sağlanıncaya kadar tekrar edilirler. Yaygın olarak kullanılan durdurma kriterleri şu şekildedir:

- Maksimum iterasyon sayısına erişildiğinde
- Belirlenen sürenin sonuna gelindiğinde
- Kabul edilebilir uygunluk değeri elde edildiğinde
- Maksimum amaç fonksiyonu değerlendirme sayısına erişildiğinde
- Belirli sayıda iterasyon sonunda en iyi çözüm değişmediğinde
- Operatör kararı

Son olarak, GA'ların geleneksel araştırma yöntemlerine göre bazı üstünlüklerini ifade etmenin anlamlı olacağı düşünülmüştür. Bu üstünlükler aşağıdaki gibi sıralanmıştır [3, 26, 99].

1. Kesikli, sürekli veya karışık arama uzaylarında tanımlı her tür amaç fonksiyonu ile ve doğrusal veya doğrusal olmayan her tür sınırlamalarla başa çıkabilirler.
2. Çözümü ararken türev veya diğer yardımcı herhangi bir bilgiye ihtiyaç duymazlar. Amaç fonksiyonunun seçimi ve buna bağlı uygunluk değerleri aramanın seyrini belirler.
3. Çözüm uzayında aynı anda, geniş bir alanda, tek bir nokta yerine çok sayıda noktadan arama işlemine başlarlar.
4. Çok fazla sayıda değişken ile optimizasyon yapılabilirler ve paralel hesaplamalara çok uygundurlar.
5. Karmaşık amaç fonksiyonu parametrelerini, yerel minimum veya maksimumlara takılmadan optimize edebilirler.
6. Sadece mutlak en iyi çözümü değil, en iyi çözümlerlerin listesini bile verebilirler.
7. Karar değişkenlerini kodlayarak optimizasyonu, kodlama dünyasında yaparlar.
8. Çoklu amaç fonksiyonları ile çalışabilirler.
9. Optimizasyon problemi ile ilgili karmaşık matematiksel hesaplamalara gereksinim duymazlar. Evrimsel doğalarından dolayı, problemin belirli iç işleyişini dikkate almaksızın küresel çözümler için arama yaparlar.

Sıralanan bu üstünlükler ilgi çekici olup, geleneksel optimizasyon yaklaşımlarının başarısız olduğu problemlerde çarpıcı sonuçlar üretebilmektedirler. Ancak her problem için GA kullanımının en iyi yol olduğunu söylemek elbetteki yanlıştır. Örnek olarak, birkaç değişkenli, dış bükey analitik fonksiyonların çözümünde geleneksel yöntemler çok daha etkindirler. Bu gibi durumlarda, GA daha ilk popülasyonun uygunluğunu değerlendirirken, hesaba dayalı yöntemler küresel çözümü hızlı bir şekilde bularak GA'dan daha iyi bir performans sergilerler. Bundan dolayı, problemin optimizasyonuna geçmeden önce hangi yöntemin seçileceği geçmiş tecrübelerle ilgili olarak belirlenmelidir. Gerçekçi problemlerden farklı olarak, çok zor olmayan problemlerin çözümünde geleneksel yöntemler GA'dan daha hızlı küresel çözümü bulabilirler. Ayrıca GA'ya gücünü veren, çözümleri içeren popülasyonun büyümesi, hızın önemli olduğu problemlerde algoritmanın en ciddi dezavantajıdır. Gerçek kodlu GA ile gerçekleştirilen bir optimizasyon işleminin detaylı akış diyagramı Şekil 3.19'da verilmiştir.

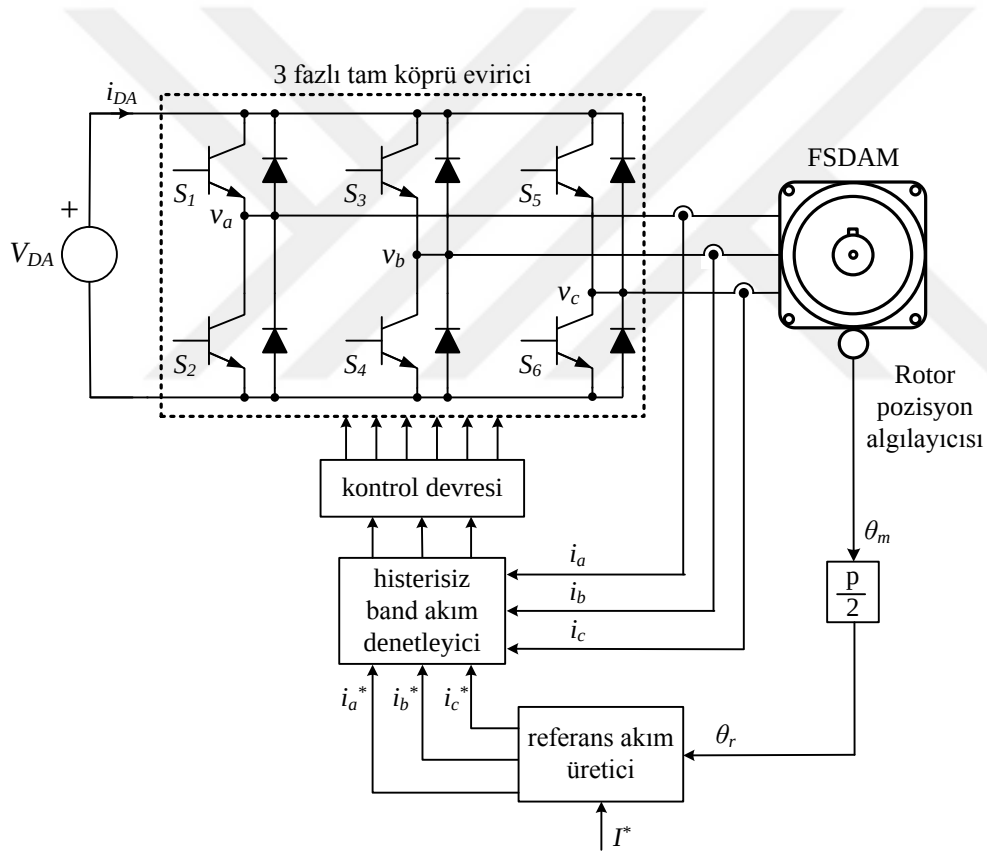


Şekil 3.19. Gerçek kodlu GA ile gerçekleştirilen bir optimizasyon işleminin detaylı akış diyagramı



4. FSDAM SÜRME SİSTEMİNİN MODELLENMESİ VE TASARIMI

Üç fazlı tam köprü evirici, dalga genişlik modülasyonu için histerisiz band akım denetleyicileri, denetim akımı ve elektriksel pozisyona bağlı olarak 120° genişlikte kare dalga referans faz akımlarını üreten referans akım üretici ve motorun gerçek pozisyonunun elde edilmesini sağlayan pozisyon algılayıcıdan oluşan FSDAM'ın AA hat akımının algılanmasına dayalı sürme sistemine ait blok diyagramı Şekil 4.1'de verilmiştir. FSDAM sürme sisteminin durum uzay formunda tam bir modelinin elde edilebilmesi için evirici devrenin ve histerisiz band akım denetleyici modellerinin elde edilen motor modeliyle birleştirilmesi gerekir.



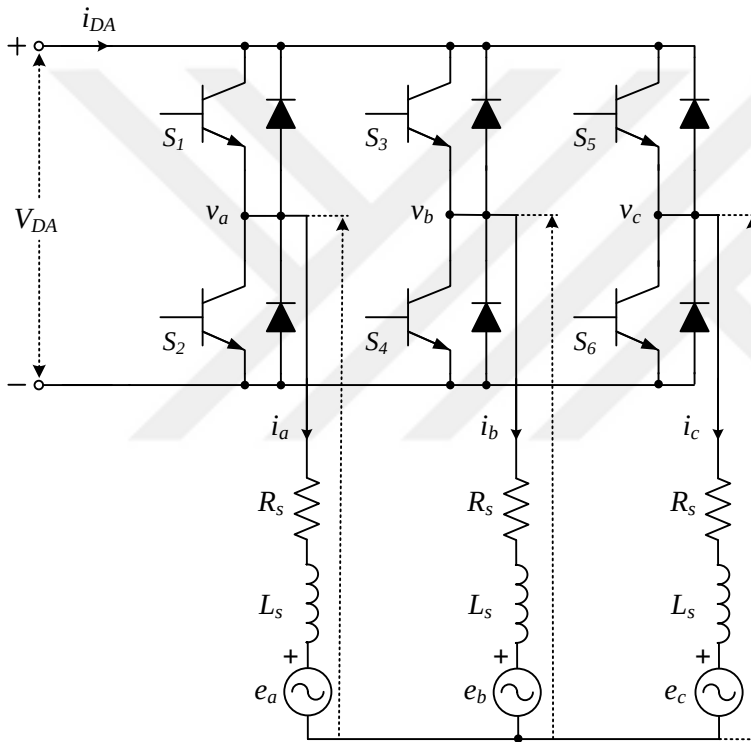
Şekil 4.1. FSDAM'ın AA hat akımının algılanmasına dayalı sürme sistemi

Şekil 4.1'de verilen FSDAM sürme sisteminde denetim akımı ve elektriksel pozisyon bilgisi kullanılarak üç faz referans akımları elde edilir. Elde edilen referans akımlar, akım algılayıcılardan elde edilen gerçek akım değerleri ile karşılaştırılarak DGM sinyalleri üretilir ve böylece motor faz akımlarının belirlenen bir band içerisinde kalması sağlanır. Burada referans akımların genliği I^* , motor momenti için denetim değişkeni olarak

kullanılırken, frekansları motorun hızını belirlemektedir. Senkronizasyon sinyallerine yalnızca elektriksel 60° 'de bir ihtiyaç duyulduğundan pozisyon algılayıcısı çok basit yapıda olup, genellikle hall etkili algılayıcılardır.

4.1. Üç Fazlı Evirici Devresinin Kararlı Durum Analizi

FSDAM sürme devresinde kullanılan 3 fazlı tam köprü evirici devresi ile yıldız bağlı motor eşdeğer devresi Şekil 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4.2. FSDAM sürücü eşdeğer devresi

FSDAM sürme devresinde $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$ olmak üzere toplam 6 yarıiletken anahtar kullanılmıştır. Anahtarlama elemanı olarak IGBT, MOSFET, BJT veya GTO yarıiletken anahtarlar kullanılmaktadır ve uygulamada devrenin çalışma gerilimi, akımı ve frekansına göre seçilirler. Anahtarların elektriksel, termal ve mekaniksel karakteristik özellikleri, tavsiye edilen çalışma şartları gibi birçok bilgi üretici firmaların veri sayfalarında bulunabilir. Evirici devresinde tekil yapıda anahtarlar kullanılabileceği gibi geyt sürme devresi ile koruma devresini içine alan yarım köprü veya 3 fazlı tam köprü modern zeki güç modülleri de (Intelligent Power Module) kullanılmaktadır. IPM ile sürücü

tasarım, geliştirme ve üretim maliyetlerinin düşürülmesinin yanı sıra sistemin performansında ve güvenilirliğinde artış sağlansa da küçük güçlü olduklarından kullanım alanı dardır. Ayrıca IPM içerisindeki bir anahtarın arızalanması sonucu tüm modülün yenisiyle değiştirilmesi gerekmektedir. Motor sargılarında oluşan zıt emk'lerinden dolayı meydana gelecek akımların anahtarlar açıldığında iletimini devam ettirmeleri için ve buna bağlı olarak anahtarlama elemanlarının korunması için her bir anahtarlama elemanına ters paralel bağlı olan 6 hızlı diyot kullanılmıştır. Bu diyotlara serbest dönüşüm diyotları adı verilmektedir ve endüstride genellikle anahtar ile aynı kılıf içerisinde üretilirler.

Şekil 4.2'de verilen sürme devresindeki $S_1 - S_2$, $S_3 - S_4$ ve $S_5 - S_6$ anahtar çiftleri eviricinin a , b ve c faz bacaklarındaki anahtarları göstermektedir ve bu çiftlerden her durumda yalnızca birisi iletimdedir. Dolayısıyla toplam 3 anahtarlama grubu vardır. Bu anahtarlama gruplarında $x=1,3,5$ olmak üzere $S_x=1$ ve değili $S_{x+1}=0$ ile gösterilirse 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111 olmak üzere 8 farklı anahtarlama durumu ortaya çıkar. Bu anahtarlama durumlarından 000 ve 111, yüke uygulanacak gerilim değerinin sıfır olması anlamına gelir. Dolayısıyla bu iki anahtarlama durumu üç faz gerilimlerin elde edilmesinde dikkate alınmaz ve geriye kalan 6 anahtarlama durumu kullanılır. Çizelge 4.1'de bu anahtarlama durumları I, II, III, IV, V, VI olarak verilmiştir. A anahtarları, D anahtarlama durumlarını, 0 anahtarın açık ve 1 anahtarın kapalı olduğunu gösterir.

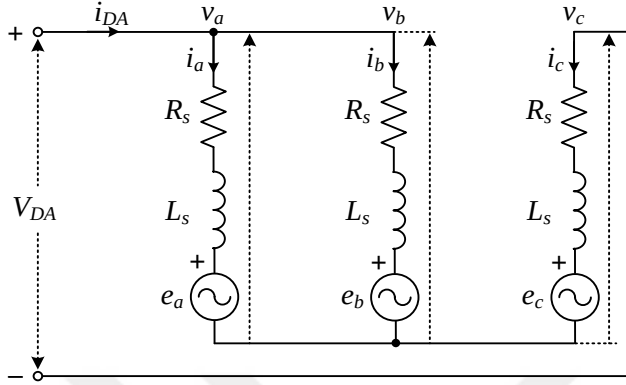
Çizelge 4.1. Anahtarlama durumları

A \ D	I	II	III	IV	V	VI
S_1	1	1	1	0	0	0
S_2	0	0	0	1	1	1
S_3	1	0	0	0	1	1
S_4	0	1	1	1	0	0
S_5	0	0	1	1	1	0
S_6	1	1	0	0	0	1

1 = Anahtar kapalı 0 = Anahtar açık

Çizelge 4.1'de verilen her bir anahtarlama durumu için sürme eşdeğer devresi çıkartılarak, elde edilen devrenin kararlı durum analizleri ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir.

I. Durum: S_1 , S_3 ve S_6 anahtarlarının kapalı ve S_2 , S_4 ve S_5 anahtarlarının açık olduğu durumdur. I. durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 4.3’de verilmiştir.



Şekil 4.3. I. durum için sürücü eşdeğer devresi

Şekil 4.3’de verilen eşdeğer devre için Kirşof’un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 4.1’de verilen akım bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = i_a + i_b \text{ veya } i_{DA} = -i_c \quad (4.1)$$

Kirşof’un gerilimler kanunu kullanarak Eş. 4.2 ve 4.3’te verilen gerilim bağıntıları elde edilir ve bu eşitlikler toplanarak Eş. 4.4 elde edilir.

$$V_{DA} = v_a - v_c \quad (4.2)$$

$$V_{DA} = v_b - v_c \quad (4.3)$$

$$2V_{DA} = v_a + v_b - 2v_c \quad (4.4)$$

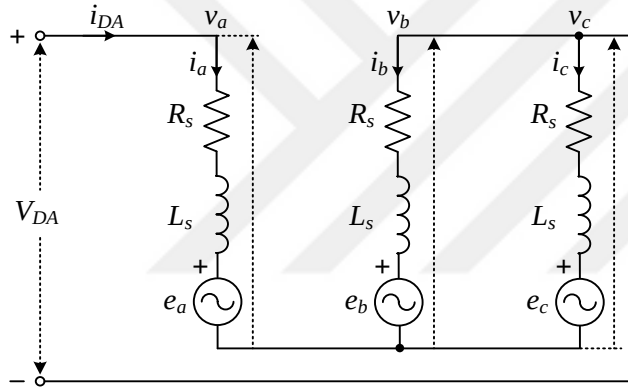
Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 4.5’de verildiği gibi sıfırdır.

$$v_c = -v_a - v_b \quad (4.5)$$

Eş. 4.5’de elde edilen ifade Eş. 4.4’te kullanılarak v_c faz gerilimi elde edilir. Bu ifade Eş. 4.2 ve 4.3’te yerine konularak sırasıyla v_a ve v_b faz gerilimleri elde edilir. Faz gerilimlerinin evirici hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı matris formunda Eş. 4.6’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ -2/3 \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.6)$$

II. Durum: S_1 , S_4 ve S_6 anahtarlarının kapalı ve S_2 , S_3 ve S_5 anahtarlarının açık olduğu durumdur. II. durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 4.4’te verilmiştir.



Şekil 4.4. II. durum için sürücü eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre için Kirşofun akım bağıntısı Eş. 4.7’de verilmiştir.

$$i_{DA} = i_a \text{ veya } i_{DA} = -i_b - i_c \quad (4.7)$$

Kirşof’un gerilim bağıntıları Eş. 4.8 ve 4.9’da verilmiş, bu eşitlikler toplanarak Eş. 4.10 elde edilmiştir.

$$V_{DA} = v_a - v_b \quad (4.8)$$

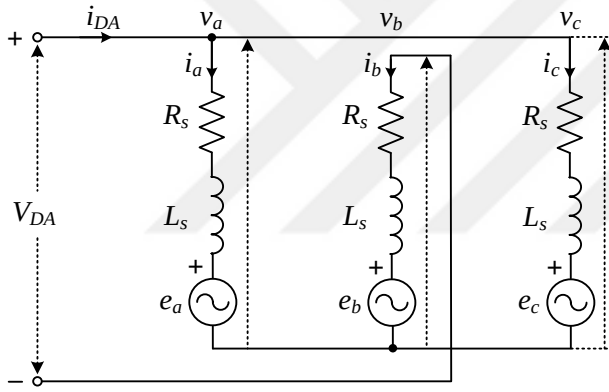
$$V_{DA} = v_a - v_c \quad (4.9)$$

$$2V_{DA} = 2v_a - v_b - v_c \quad (4.10)$$

Eş. 4.7, 4.8, 4.9 ve 4.10 kullanılarak faz gerilimlerinin evirici hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı matris formunda Eş. 4.11’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 \\ -1/3 \\ -1/3 \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.11)$$

III. Durum: S_1 , S_4 ve S_5 anahtarlarının kapalı ve S_2 , S_3 ve S_6 anahtarlarının açık olduğu durumdur. III. durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 4.5’te verilmiştir.



Şekil 4.5. III. durum için sürücü eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre için Kirşofun akım bağıntısı Eş. 4.12’de verilmiştir.

$$i_{DA} = i_a + i_c \text{ veya } i_{DA} = -i_b \quad (4.12)$$

Kirşof’un gerilim bağıntıları Eş. 4.13 ve 4.14’de verilmiş, bu eşitlikler toplanarak Eş. 4.15 elde edilmiştir.

$$V_{DA} = v_a - v_b \quad (4.13)$$

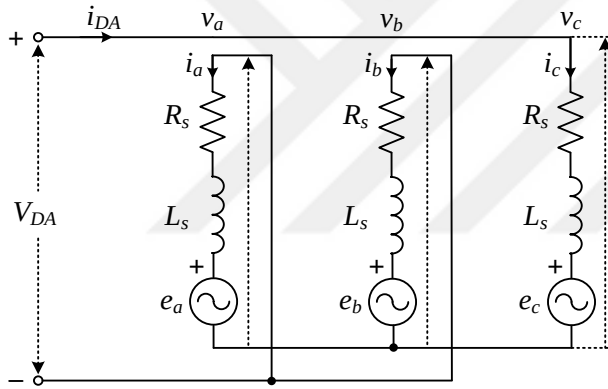
$$V_{DA} = v_c - v_b \quad (4.14)$$

$$2V_{DA} = v_a - 2v_b + v_c \quad (4.15)$$

Eş. 4.12, 4.13, 4.14 ve 4.15 kullanılarak faz gerilimlerinin evirici hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı matris formunda Eş. 4.16'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 \\ -2/3 \\ 1/3 \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.16)$$

IV. Durum: S_2 , S_4 ve S_5 anahtarlarının kapalı ve S_1 , S_3 ve S_6 anahtarlarının açık olduğu durumdur. IV. durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 4.6'da verilmiştir.



Şekil 4.6. IV. durum için sürücü eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre için Kirşofun akım bağıntısı Eş. 4.17'de verilmiştir.

$$i_{DA} = i_c \text{ veya } i_{DA} = -i_a - i_b \quad (4.17)$$

Kirşof'un gerilim bağıntıları Eş. 4.18 ve 4.19'da verilmiş, bu eşitlikler toplanarak Eş. 4.20 elde edilmiştir.

$$V_{DA} = v_c - v_a \quad (4.18)$$

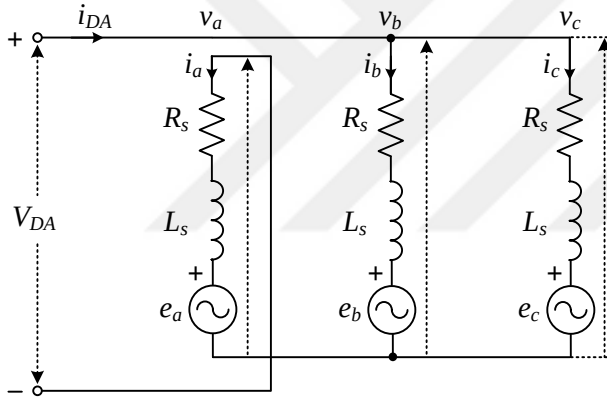
$$V_{DA} = v_c - v_b \quad (4.19)$$

$$2V_{DA} = -v_a - v_b + 2v_c \quad (4.20)$$

Eş. 4.17, 4.18, 4.19 ve 4.20 kullanılarak faz gerilimlerinin evirici hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı matris formunda Eş. 4.21’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/3 \\ -1/3 \\ 2/3 \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.21)$$

V. Durum: S_2 , S_3 ve S_5 anahtarlarının kapalı ve S_1 , S_4 ve S_6 anahtarlarının açık olduğu durumdur. V. durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.7. V. durum için sürücü eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre için Kirşofun akım bağıntısı Eş. 4.22’de verilmiştir.

$$i_{DA} = i_b + i_c \text{ veya } i_{DA} = -i_a \quad (4.22)$$

Kirşof’un gerilim bağıntıları Eş. 4.23 ve 4.24’de verilmiş, bu eşitlikler toplanarak Eş. 4.25 elde edilmiştir.

$$V_{DA} = v_b - v_a \quad (4.23)$$

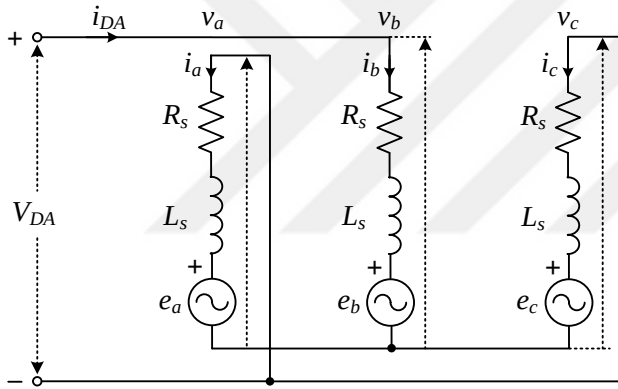
$$V_{DA} = v_c - v_a \quad (4.24)$$

$$2V_{DA} = -2v_a + v_b + v_c \quad (4.25)$$

Eş. 4.22, 4.23, 4.24 ve 4.25 kullanılarak faz gerilimlerinin evirici hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı matris formunda Eş. 4.26'da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2/3 \\ 1/3 \\ 1/3 \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.26)$$

VI. Durum: S_2 , S_3 ve S_6 anahtarlarının kapalı ve S_1 , S_4 ve S_5 anahtarlarının açık olduğu durumdur. VI. durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4.8. VI. durum için sürücü eşdeğer devresi

Bu eşdeğer devre için Kirşofun akım bağıntısı Eş. 4.27'de verilmiştir.

$$i_{DA} = i_b \text{ veya } i_{DA} = -i_a - i_c \quad (4.27)$$

Kirşof'un gerilim bağıntıları Eş. 4.28 ve 4.29'da verilmiş, bu eşitlikler toplanarak Eş. 4.30 elde edilmiştir.

$$V_{DA} = v_b - v_a \quad (4.28)$$

$$V_{DA} = v_b - v_c \quad (4.29)$$

$$2V_{DA} = -v_a + 2v_b - v_c \quad (4.30)$$

Eş. 4.27, 4.28, 4.29 ve 4.30 kullanılarak faz gerilimlerinin evirici hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı matris formunda Eş. 4.31’de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/3 \\ 2/3 \\ -1/3 \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.31)$$

Eş. 4.6, 4.11, 4.16, 4.21, 4.26 ve 4.31’de verilen bağıntılar incelendiğinde eviricinin ürettiği faz gerilimlerinin altı adımlı olarak değiştiği görülür.

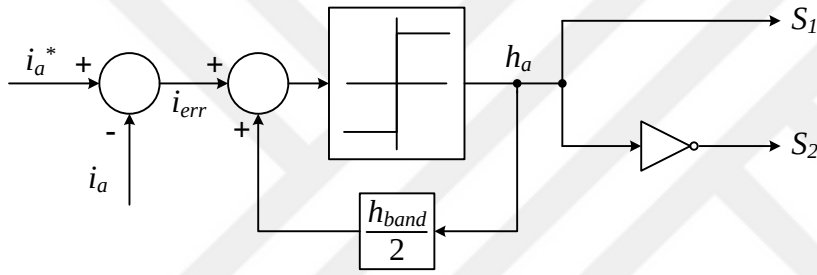
4.2. Histerisiz Band Akım Denetleyicileri

3 fazlı gerilim kaynaklı eviriciden beslenen bütün kaynaklar genellikle akım geri beslemesini kullanmaktadırlar. Bu yüzden eviricinin performansı büyük oranda kullanılan akım denetim tekniğine bağlıdır [107-109]. Akım denetim teknikleri histerisiz, rampa karşılaştırmalı ve öngörümlü olarak sınıflandırılabilirler. Histerisiz denetleyiciler gerçek akımın referans değeriyle karşılaştırılmasındaki histerisizden faydalanırlar. Rampa karşılaştırmalı denetim yönteminde referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılmasından elde edilen akım hatası bir denetleyici kullanılarak gerilim referansına dönüştürülür. Ardından gerilim referansı üçgen veya testere dişi taşıyıcı sinyaller ile karşılaştırılarak evirici için anahtarlama sinyalleri elde edilir. Burada denetleyici olarak genellikle yapısının basit olması ve kolaylıkla uygulanabilir olmasından dolayı PI denetleyici tercih edilir. Öngörümlü denetleyiciler ise gerçek akımın, referans akım değerini izleyebilmesi için gerekli olan evirici gerilimlerini hesaplarlar [110].

Histerisiz band akım denetleyiciler, referans akım ile motor sargılarından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalini histerisiz band ile belirlenen bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlarlar. Bu tip akım denetleyicilerinde anahtarlama frekansı band genişliğine bağlıdır. Histerisiz band genişliği azaltıldığında anahtarlama frekansı artarak, gerçek akımın referans akımı daha yakından izlemesi sağlanabilir. Anahtarlama frekansı, aynı zamanda referans sinyalin genliğine ve

frekansına bağlı olarak da değişiklik gösterir. Evirici ve yükün karakteristik özellikleri dikkate alındığında ise anahtarlama frekansı evirici hat gerilimi, yükün zıt emk değeri ve elektriksel zaman sabiti gibi parametrelerden etkilenir. Yapısının ve uygulanmasının basit oluşu, doğruluk oranının yüksek olması, dinamik tepkisinin hızlı oluşu, yük ve kaynak parametrelerindeki değişimlere karşı etkin bir akım denetimi sağlaması gibi avantajlarının yanında anahtarlama frekansının değişken olması ve anahtarlama kayıplarının yüksek olması gibi dezavantajları bulunmaktadır [111-114].

Şekil 4.9’da histerisiz band akım denetleyicinin bir faz için blok diyagramı verilmiştir. Burada, h_a histerisiz band akım denetleyicinin fonksiyonlarını göstermektedir.

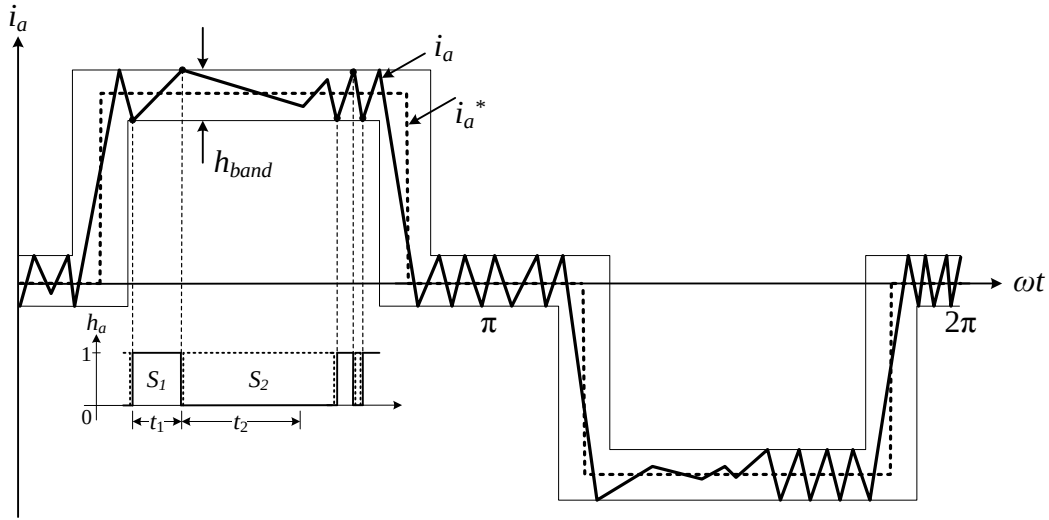


Şekil 4.9. Histerisiz band akım denetleyicinin bir faz blok diyagramı

Eş. 4.32’de x sırasıyla a , b , c alt indislerini, h_x histerisiz band akım denetleyici fonksiyonlarını, h_{band} histerisiz band akım denetleyicinin band aralığını göstermek üzere histerisiz band akım denetleyicinin matematiksel ifadesi verilmiştir.

$$h_x = \begin{cases} i_x^* - i_x \geq h_{band}/2 & \Rightarrow 1 \\ i_x^* - i_x \leq -h_{band}/2 & \Rightarrow 0 \end{cases} \quad (4.32)$$

Burada, histerisiz band genişliği, denetleyici ve eviricide meydana gelen gecikmeler dikkate alınmadığı durumda oluşan akım dalga şeklindeki maksimum salınım miktarıdır. Histerisiz band akım denetleyiciye ait kısmi kare dalga akımlarla beslenen yıldız bağlı dengeli bir yükün bir faz akım dalga şekli ile anahtarlama durumları Şekil 4.10’da verilmiştir. Yük dengeli ve yıldız bağlı olduğu için faz akımları toplamı sıfırdır. Bu nedenle a fazının akımı diğer faz akımlarının değerlerine bağlı olduğundan i_a şekilde görüldüğü gibi her zaman histerisiz band sınırına ulaşmayabilir.



Şekil 4.10. Histerisiz band akım denetleyiciye ait yıldız bağlı dengeli bir yükün bir faz akım dalga şekli ile anahtarlama durumları

Elde edilen histerisiz band akım denetleyici fonksiyonları ile evirici anahtarlama durumları için elde edilen akım ve gerilim ifadeleri birleştirilerek Eş. 4.33’de verilen gerilim matrisi ve Eş. 4.34’de verilen akım matrisi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} (2h_a - h_b - h_c) \\ (-h_a + 2h_b - h_c) \\ (-h_a - h_b + 2h_c) \end{bmatrix} V_{DA} \quad (4.33)$$

$$i_{DA} = \begin{bmatrix} h_a & h_b & h_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Eş. 4.33’de elde edilen gerilim matrisi, Eş. 2.22’de verilen motora ait durum uzay formunda dinamik durum eşitliklerindeki faz gerilimleri matrisinin yerine konularak Eş. 4.35’de görüldüğü gibi AA uyarımlı FSDAM sürme devresi için tam bir matematiksel model elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \\ T_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & \frac{E_a}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{E_b}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{E_c}{L_s} & 0 & 0 \\ \frac{p^2 E_a}{4J} & \frac{p^2 E_b}{4J} & \frac{p^2 E_c}{4J} & -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{p}{2J} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \\ \theta_r \\ T_L \end{bmatrix} \\
&+ \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (2h_a - h_b - h_c) \\ (-h_a + 2h_b - h_c) \\ (-h_a - h_b + 2h_c) \end{bmatrix} V_{DA}
\end{aligned} \tag{4.35}$$

4.3. Genetik Tabanlı Bulanık Mantık Kestiricisinin Tasarlanması

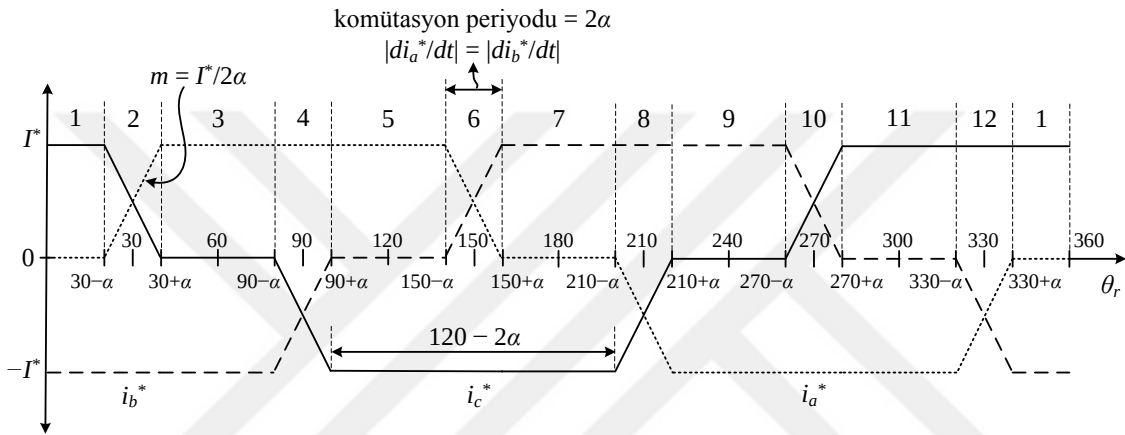
Bu tez çalışmasında AA uyarımlı FSDAM sürme sisteminde yüksek hızlarda meydana gelen komütasyon akım salınımlarını azaltmak ve motorun çıkış gücünü iyileştirmek amacıyla zeki bir sisteme dayalı yeni bir referans akım üretme tekniği ortaya konulmuştur. Bölüm 2.4.1’de gerçekleştirilen komütasyon analizinde $V_{DA} < 6E$ eşitsizliği ile tanımlanan yüksek hız bölgesinde, devreden çıkarılan faz sargısına uygulanan gerilimin devreye alınan faz sargısına uygulanan gerilimden daha büyük olduğu ve faz gerilimleri arasındaki bu farkın hızın artışıyla büyüdüğü eşitliklerle gösterilmiştir. Stator sargılarına uygulanan gerilimin farklı oluşu faz akımlarının değişim hızında farklılık oluşturacağı için devreden çıkarılan faz akımının sıfıra düştüğü sürede devreye alınan faz akımı referans değerine ulaşamamaktadır. Komütasyon aralığında faz akımlarının düşme ve yükselme sürelerinde meydana gelen bu uyumsuzluk komütasyonun dışında kalan faz akımında ani ve güçlü salınıma neden olur. Kısmi kare dalga akımlarla gerçekleştirilen bir motor sürme sisteminde meydana gelen bu salınım motor çıkış momentinde ve dolayısıyla hız tepkisinde salınımlara yol açacağı için bu tarz bir salınının azaltılması fikri hem sürücü

performansı hem de motor çıkış gücü için önemli bir yer işgal etmektedir. Faz akımlarının değişim hızlarındaki farklılık azaltılarak birbirine eşit yapılabilirse komütasyon akım salınımı olarak yok edilebilmektedir. Bu durum, faz komütasyonu esnasında faz akımlarının değişim hızlarının birbirine eşit olduğu ve bu sayede komütasyon akım salınımının meydana gelmediği $V_{DA} = 6E$ çalışma durumunun benzetilmiş halidir.

Yüksek hızlarda hızın artmasıyla birlikte hem komütasyon akım salınımı hem de komütasyonun gerçekleşme zamanı arttığı için yüksek hızlardaki komütasyon daha etkilidir. DA uyarımlı bir FSDAM sürme sisteminde düşük hızlarda komütasyon aralıklarında güçlü akım salınımları meydana gelmesine rağmen komütasyonun süresi kısa olduğu için bu salınımların ortalama çıkış momenti üzerindeki etkileri yüksek hızdakine kıyasla daha hafiftir.

Çalışmadaki akım denetiminin amacı komütasyona uğrayan faz akımlarının toplamını komütasyon sürecinde sabit tutmaktır. Çünkü a ve b komütasyona uğrayan fazlar olmak üzere $i_a + i_b = \text{sabit}$ tutulursa, bu durumda i_c sabit kalır. Bu iki faz akımı toplamının sabit tutulması, komütasyon aralığında eşit eğimli referans akımların üretimiyle mümkün olduğundan çalışmada bu eğim bilgisi motorun çalışma durumuna göre ‘komütasyon açısı α ’ olarak adlandırılan bir parametre ile ayarlanmıştır. Optimal komütasyon açısının ne olması gerektiğine ise tasarlanan BMK ile karar verilmiştir. α ’nın kestiriminde yüksek performans gösteren bir BMK’nin elde edilme arzusundan dolayı, BMK performansında önemli rol oynayan ve tasarım aşamasında belirlenmesi gereken kural tablosu, uzman kişinin bilgi birikimi ve tecrübesi olmadan GA’lar ile çevrimdışı belirlenmiştir. Çevrimdışı belirleme işleminde Eş. 4.35’de verilen sürme sisteminin tam modeli kullanılarak C programlama dilinde benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Farklı çalışma koşulları dikkate alınarak GA ile elde edilen optimum kural tablosu daha sonra hem benzetim hem de deneysel çalışmalarda kullanılmıştır. Ortaya konulan denetim yönteminin blok diyagramı Şekil 4.11’de verilmiştir. Referans akım değerleri denetim akımı ve elektriksel pozisyon değerine ek olarak komütasyon açısı kullanılarak üretildikten sonra elde edilen akımlar akım algılayıcılardan alınan gerçek akımlarla karşılaştırılarak histerisiz band akım denetleyici fonksiyonları belirlenmiştir ve böylece evirici için gerekli anahtarlama sinyalleri oluşturulmuştur. Komütasyon akım salınımı kalıcı çalışma durumu ile ilgili olduğundan çalışmada geçici çalışma durumunu ilgilendiren hız denetimi yapılmamış,

komütasyonunun ideal komütasyon anından α derece önce başladığı ve yine ideal komütasyon açısından α derece sonra tamamlandığı görülmektedir. Bu durumda komütasyon periyodu 2α , referans akımların eğimleri $m = \pm I^*/2\alpha$ değerine eşittir. Böylece motorun gerçek akımına referans değerine yükselmesi ve sıfıra düşmesi için belli bir zaman verilmiştir. Başka bir deyişle geleneksel yaklaşıma göre komütasyon anlık olarak değil, belli bir periyotta gerçekleştirilmiştir. Motorun gerçek akımlarının üretilen referans değerleri olabildiğince yakından izlemesi arzu edilen bir durumdur.



Şekil 4.12. α , I^* ve θ_r değerlerine bağlı olarak üretilen üç faz referans akımları

BMK girişlerinden anlaşılacağı üzere α değeri motor hızı ile denetim akımına yakından bağlıdır. Bu parametrelerdeki herhangi bir değişim α 'nın değişmesine neden olur. Ayrıca denetim akımı aynı kalmak koşuluyla α ile akımın eğimi arasında ters bir orantı vardır. Bundan dolayı α 'nın artışı faz akımının değişim hızının yavaşlamasına ve akım dalga şeklinin tepe bölgesinin daralmasına neden olur. Bu bölge yarım saykıl için $(120 - 2\alpha)^\circ$ değerine eşittir. Referans akımlarının her bölge için çıkarılan analitik ifadeleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2. Referans akımlar için çıkarılan analitik ifadeler

Bölge	i_a^*	i_b^*	i_c^*
1	0	$-I^*$	I^*
2	$m(\theta_r - (30 - \alpha))$	$-I^*$	$I^* - m(\theta_r - (30 - \alpha))$
3	I^*	$-I^*$	0
4	I^*	$-I^* + m(\theta_r - (90 - \alpha))$	$-m(\theta_r - (90 - \alpha))$
5	I^*	0	$-I^*$
6	$I^* - m(\theta_r - (150 - \alpha))$	$m(\theta_r - (150 - \alpha))$	$-I^*$
7	0	I^*	$-I^*$
8	$-m(\theta_r - (210 - \alpha))$	I^*	$-I^* + m(\theta_r - (210 - \alpha))$
9	$-I^*$	I^*	0
10	$-I^*$	$I^* - m(\theta_r - (270 - \alpha))$	$m(\theta_r - (270 - \alpha))$
11	$-I^*$	0	I^*
12	$-I^* + m(\theta_r - (330 - \alpha))$	$-m(\theta_r - (330 - \alpha))$	I^*

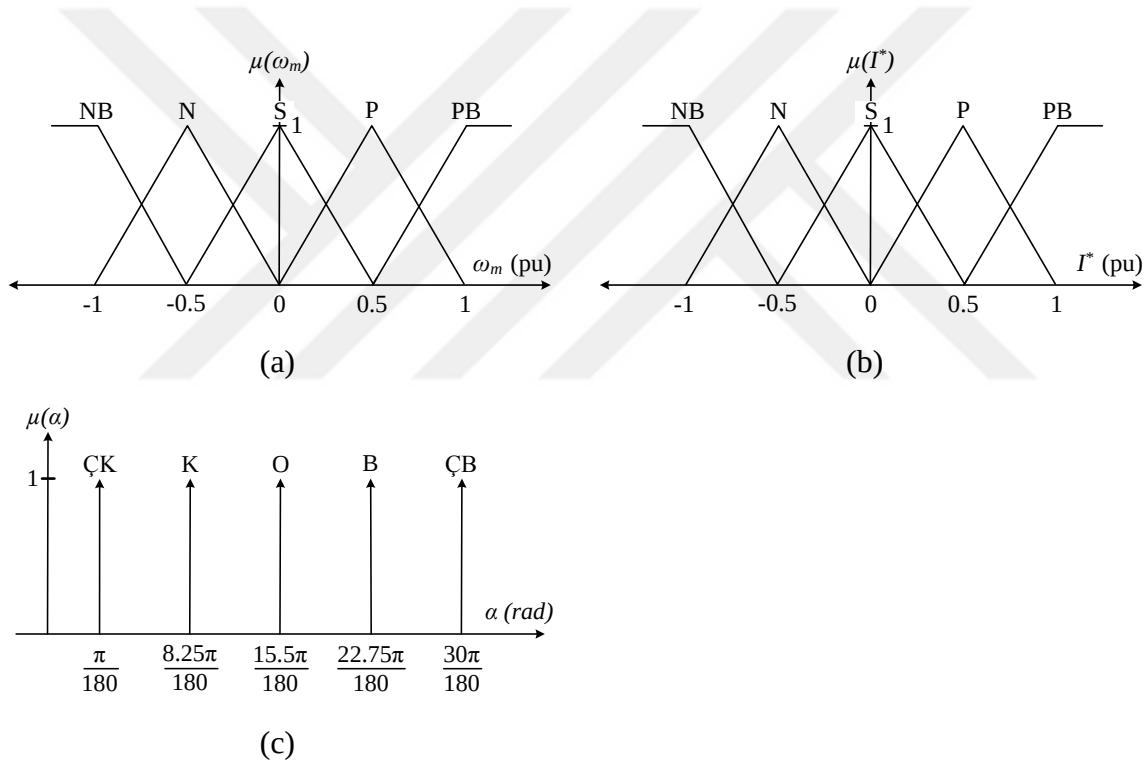
4.3.1. Bulanık mantık kestiricisinin yapısı

Bulanıklaştırma ve durulaştırma, birbirinden bağımsız ve lineer olmayan bir işlemdir. Bulanık sistemlerde, sistem girişlerine keskin değerler olarak tanımlanan gerçek sinyal değerleri uygulanmaktadır. Hâlbuki bulanık sistemler bulanık değerlerle çalışmaktadır. Bu nedenle, keskin giriş değerlerinin bulanık değerlere dönüştürülmesi gerekir. Dönüşüm işlemi için üyelik işlevi denilen dönüşüm işlevi tanımlanmalıdır. Üyelik işlevleri, bulanıklaştırma ve durulaştırma işlemlerinde kullanılan bir ilişkiler kümesidir. Bu kümeler, keskin giriş değerlerini bulanık değerlere ve bulanık değerleri de keskin çıkış değerlerine dönüştürürler.

Tez çalışmasında kullanılan BMK ünitesinde, motor hızı ve denetim akımı için iki, komütasyon periyodu için de bir çıkış mevcuttur. Kestiricide, iki keskin giriş değerini bulanıklaştırmak için iki ayrı üyelik işlevi tanımlanmıştır. Ayrıca kestiricide elde edilen bulanık çıkış değerlerinin, keskin çıkış α açısına durulaştırılması gerekmektedir. Bu amaçla, tekil üyelik işlevleri tanımlanmıştır.

Tasarım aşamasında giriş ve çıkış değer uzayının kaç adet bulanık küme ile temsil edilmesi gerektiği cevaplanması gereken diğer bir sorudur. Bunu belirlerken dikkat edilmesi

gereken nokta, giriş uzayındaki tüm değerlerin bulanık kümelerde temsil edilmesi yani tüm giriş uzayını bulanık kümelerin kapsamasıdır. Mühendislik uygulamalarında genellikle beş veya yedi adet bulanık küme kullanılmaktadır. Çalışmada işlemcinin iş yükünü hesaba katarak giriş değişkenleri için beş etiketli üçgen üyelik işlevleri, çıkış değişkeni için ise yine beş etiketli tekil üyelik işlevleri tanımlanmıştır. Girişlerde kullanılan ölçekleme katsayıları ile giriş değişkenleri $[-1, 1]$ aralığı içerisine normalize edilmişlerdir. Şekil 4.13'de motor hızı, denetim akımı ve komütasyon açısı için tanımlanan üyelik işlevleri verilmiştir. Tanımlamada üçgen üyelik işlevlerinin, birbirleriyle %50 oranında örtüştüğü, birinin bittiği noktadan diğerinin başladığı ve her bir işlevin tepe noktası konumunun komşu işlevlerinin alt noktası ile aynı olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 4.13. BMK değişkenleri için tanımlanan üyelik işlevleri (a) Motor hızı için (b) Denetim akımı için (c) Komütasyon açısı için

Giriş değişkenleri için tanımlanan üyelik işlevlerini gösteren dilsel etiketler sırasıyla NB: Negatif Büyük, N: Negatif, S: Sıfır, P: Pozitif, PB: Pozitif Büyük, çıkış değişkeni için tanımlanan üyelik işlevleri ise sırasıyla ÇK: Çok Küçük, K: Küçük, O: Orta, B: Büyük ve ÇB: Çok Büyük şeklindedir.

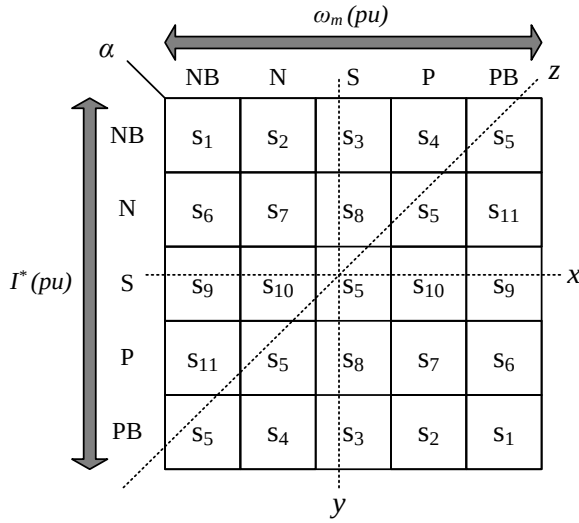
Mamdani tip bulanık kestiricinin bulanık çıkarım mekanizmasında minimum-maksimum yöntemi ve durulama birimde ağırlık ortalaması yöntemi kullanılmıştır. Buraya kadar ifade

edilen BMK bileşenleri sabit kabul edilerek geriye kalan kural tablosunu oluşturan parametrelerin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

4.3.2. Kural tablosunun GA tabanlı optimizasyonu

Komütasyon periyodunun motorun çalışma koşullarına göre doğru ayarlanması, ortaya konulan yöntemin başarısı açısından önemli bir yere sahiptir. Bunun için BMK ünitesi içerisindeki kural tablosunu oluşturan bulanık kuralların dikkatlice tanımlanması gerekmektedir. Bu işlem geleneksel olarak operatör bilgisi ve tecrübesi dahilinde gerçekleştirilir. Bu süreçte en iyi performansı veren kural tablosunun elde edilmesi garanti edilemez veya sistemde kısmi olarak iyileşme olsa da, bu sonucun optimal çözüm olup olmadığı bilinemez. Ayrıca operatörün bilgi birikiminin kısıtlı veya olmadığı durumda uygulanan yöntem deneme ve yanılma yöntemidir. Bu ise ayarlanan parametre sayısının fazla olduğu durumda tasarımın uzun zaman almasına ve çok sıkıcı olmasına neden olabilmektedir. Çalışmada sistemin dinamikleri hakkında bilgi sahibi olan, hangi durumlarda komütasyon açısının ne kadar değişeceği hakkında tecrübesi olan bir operatörün bulunmayışının yanında iyi performans veren kural tablosunun elde edilme arzusundan dolayı kural tablosunun belirlenmesinde etkin bir şekilde GA'lerden faydalanılmıştır. Böylece GA bizim yerimize birçok kural tablosunu değerlendirerek, potansiyel kural tablosu çözüm uzayı içerisindeki en iyiyi bulmaktadır ve bu işlemi çoğu zaman daha kısa sürede tamamlamaktadır.

Çalışmada BMK'nin iki girişinde beş etiketli üyelik işlevleri tanımlandığından kural tablosunda toplam $5 \times 5 = 25$ adet kural bulunmaktadır. Kural tablosunu oluşturan 25 kuralın belirlenmesi, optimizasyon işlemi açısından 25 boyutlu bir optimizasyon problemini ifade etmektedir. Bu boyuttaki bir optimizasyon probleminin GA ile çözümü nispeten zor ve zaman alıcıdır. Bu nedenle bu işlemi kolaylaştırmak ve hızlandırmak amacıyla bazı varsayımlar yapılmıştır. Bu varsayımlar şu şekildedir: kural tablosu Şekil 4.14'de görüldüğü gibi 25 hücreden oluşan bir ızgara yapısı şeklinde düşünülebilir. Bu yapıdaki z-ekseni üzerinde bulunan kurallar birbirine eşittir. x- ve y-eksenleri üzerinde bulunan kurallar sırasıyla y- ve x- eksenlerine göre simetrik olup bu eksenlerin dışında kalan kurallar da orijine göre simetriktir. Böylece kural tablosu için gerekli olan parametre sayısı $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_8, S_9, S_{10}, S_{11}$ olmak üzere 11'e düşürülmüştür.



Şekil 4.14. Kural tablosunun optimizasyona hazırlanması

Kural tablosunu oluşturan kurallar $\text{ÇK} = 1$, $K = 2$, $O = 3$, $B = 4$, $\text{ÇB} = 5$ olarak tam sayı şeklinde GA'da kodlanmıştır. Bu yolla [1, 5] aralığındaki her tam sayı bir kurala karşılık gelmektedir. Kural tablosu parametrelerinin GA'da kodlanmasına ait 11 genden meydana gelen kromozom yapısı Şekil 4.15'de görülmektedir.

s_1	s_2	s_3	s_4	s_5	s_6	s_7	s_8	s_9	s_{10}	s_{11}
-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	----------	----------

Şekil 4.15. Kural tablosu parametrelerinin GA'da kodlanması

Örnek olarak GA ile elde edilen optimal çözüm [5, 1, 4, 2, 1, 5, 2, 1, 3, 1, 2] şeklinde ise bu durumda elde edilen kural tablosu Şekil 4.16'daki gibi olacaktır.

Şekil 4.16. Örnek kural tablosu. A 5x5 matrix with rows and columns labeled NB, N, S, P, PB. The matrix contains symbols ÇB , ÇK , B , K , O . A vertical axis is labeled $I^* (pu)$ and a horizontal axis is labeled $\omega_m (pu)$. A diagonal line is drawn from the top-left to the bottom-right.

	NB	N	S	P	PB
NB	ÇB	ÇK	B	K	ÇK
N	ÇB	K	ÇK	ÇK	K
S	O	ÇK	ÇK	ÇK	O
P	K	ÇK	ÇK	K	ÇB
PB	ÇK	K	B	ÇK	ÇB

Şekil 4.16. Örnek kural tablosu

Sonuç olarak, 5×5 boyutlu kural tablosunda, toplam 25 adet belirlenmesi gereken parametre olmasına rağmen, yukarıda belirtildiği gibi, yapılan varsayımlar sayesinde parametre sayısı 11'e indirgenmiştir. Bu parametreler $s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7, s_8, s_9, s_{10}, s_{11}$ olarak gösterilmiştir. Her bir parametrenin alabileceği değer kümesi $\{1, 2, 3, 4, 5\}$ olduğu için gerçek kodlu GA'da tek haneli rakamlar kullanılmıştır. Optimizasyon işleminde parametre sayısının azaltılmasının, çok sayıdaki parametrenin optimizasyonuna göre kötü sonuçlar vermediği ifade edilmektedir [115]. Ancak daha esnek bir yapı istenirse, bu durumda parametre sayısı artmakta ve optimizasyon boyutu arttığından optimizasyon işlemi zorlaşmaktadır. Şekil 4.15'de kromozomlara kodlanan parametreler GA yardımıyla belirli kriterler doğrultusunda optimize edilmektedir.

4.3.3. Amaç fonksiyonunun tanımlanması

Popülasyonda bulunan her bir kromozomun uygunluğu, her bir üyenin verilen problemi ne kadar iyi çözdüğünü karakterize eden performans kriteri veya amaç fonksiyonu yardımıyla değerlendirilir [102]. Böylece her bir kromozom veya çözüm için çözüm kalitesini gösteren sayısal bir değer hesaplanmaktadır. Optimizasyon işleminde bu değer belirlenen amacı sağlaması istenir. Bu nedenle tüm optimizasyon problemlerinde amaç fonksiyonunun tanımlanması gerekir. GA'larda probleme bağlı olarak çalışan tek kısım burasıdır.

Amaç fonksiyonunun formülasyonu, GA ile optimizasyon sürecinde algoritmanın performansına yakından etki eden çok önemli bir adımdır. Amaca yönelik olarak tanımlanmamış bir amaç fonksiyonu GA'nın olumsuz sonuçlar üretmesine neden olurken eksik tanımlanması algoritmanın yetersiz sonuçlar üretmesine neden olmaktadır. Bu nedenle bu fonksiyonun seçiminde arzu edilen sistem davranışı iyi tanımlanmış olmalıdır.

Çalışmada motorun gerçek akımlarının BMK tabanlı üretilen eşit eğimli referans akımları ne derecede takip ettiğine bakarak komütasyon akım salınımının azaltıldığını söyleyebiliriz. Çünkü komütasyon akım salınımının olduğu bir durumda motor akımı referans değerini izleyemez. İşte buradan yola çıkarak faz akımlarının referans değerlerden sapma miktarı, başka bir deyişle akım hatası ölçülerek komütasyon akım salınımı ile ilgili bir ölçü GA'ya bildirilmiştir. Çalışmanın ikinci amacı bütün çalışma koşullarında mümkün

olan en küçük α açısı ile çalışmaktır. Bu gereksinimler dikkate alınarak amaç fonksiyonu eşitliği, w_1 ve w_2 ağırlık katsayıları olmak üzere Eş. 4.36'daki gibi tanımlanmıştır.

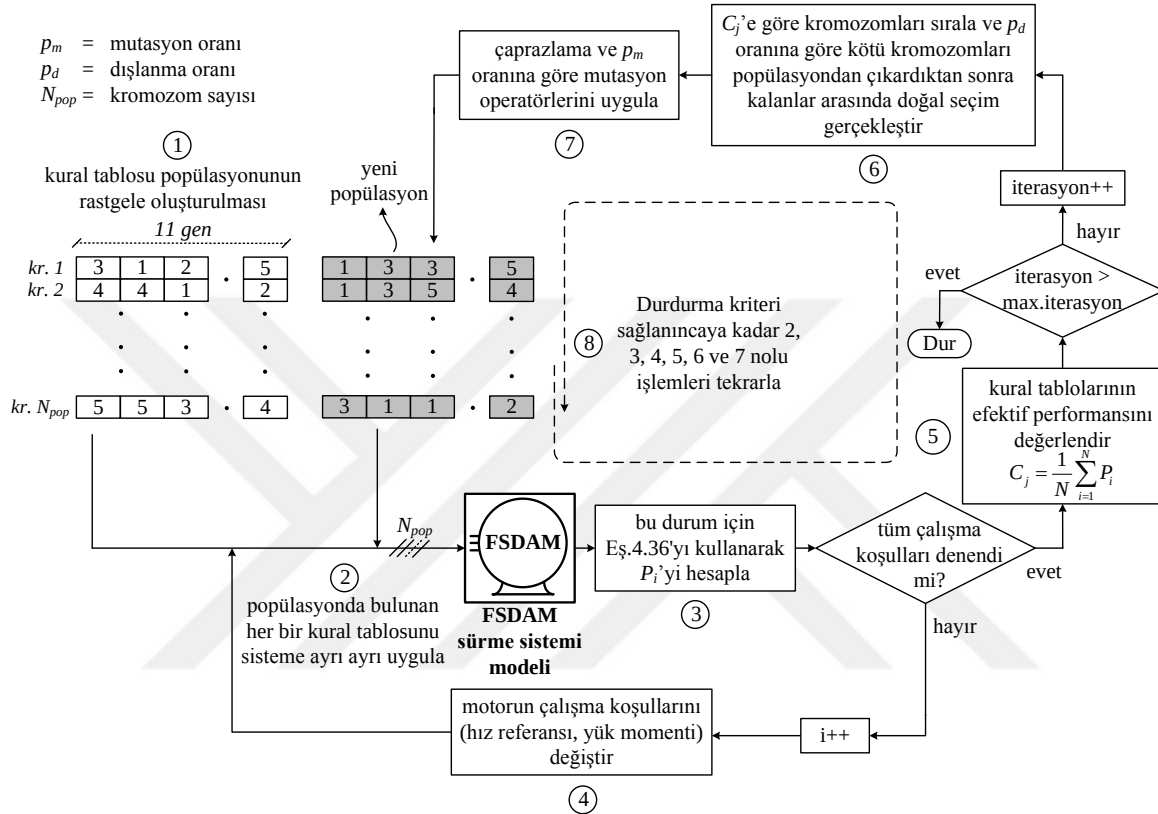
$$P = w_1 \int |i_x^* - i_x| dt + w_2 I^* \quad (4.36)$$

Eş. 4.36'nın sağındaki ilk terim literatürde IAE (Integral Absolute Error) performans ölçütü olarak adlandırılmaktadır ve gerçek akımlar ile referans akımlar arasındaki hatayı ölçer. Eşitlikteki ikinci terim ise komütasyon periyodunu her zaman olabildiğince küçük tutmak için kullanılmıştır. Çünkü komütasyonun gereksiz yere uzun tutulması FSDAM'ın çalışması için uygun değildir. Komütasyon periyodu ile denetim akımı arasındaki ilişki şu şekilde açıklanabilir: belli bir α değeri ile çalışılırken komütasyon periyodu artırılsa akım dalga şeklinin etkin değeri düşer ve bu durumda aynı yükü karşılamak için denetim akımının artırılması gerekir. Komütasyon periyodunun daha fazla artması, denetim akımının da artması demektir. İşte bu ilişkiden yola çıkılarak ağırlıklı denetim akımı değeri amaç fonksiyonuna eklenmiştir. Böylece büyük denetim akımıyla veya uzun komütasyon periyodu ile çalışmaya neden olan kural tablolarının popülasyondan dışlanması sağlanmıştır.

Eş. 4.36'daki ağırlık katsayılarının belirlenmesi de oldukça kritik bir işlemdir ve amaç fonksiyonu içerisindeki hangi ölçütün sonuçlar açısından daha önemli olduğuna göre değerleri ayarlanır. Bir ölçütün ağırlık katsayısının nispeten büyük olması demek ölçütün sonuçlar açısından daha önemli olduğu anlamına gelir. Aynı şekilde ağırlık katsayısının küçük olması ölçüt öneminin küçük olması demektir. Bu amaçla çalışmada denenen ağırlık katsayıları içerisinde $w_1 = 0,7$ ve $w_2 = 0,3$ durumu iyi sonuçlar üretmiştir.

Çalışmadaki amaç P 'nin en küçük değerinin elde edilmesi olduğu için P değeri küçük olan kromozomlar hayatlarına devam ederken P değeri büyük olan kromozomlar sonraki nesillere aktarılamayacaklardır. Optimizasyon sürecinde, BMK kural tablosu parametreleri GA yardımıyla amaç fonksiyonu değeri minimum olacak şekilde ayarlanır. Yapılan kabullerin neticesinde kural tablosu optimizasyonunda ayarlanacak parametre sayısı 11 olarak elde edilmiştir. Şekil 4.17'de kural tablosu optimizasyonu için GA'nın yürütülmesi detaylı olarak verilmiştir. Burada yalnızca bir çalışma durumu yerine motorun tüm çalışma durumları dikkate alınarak kural tablosu belirlenmiştir. Buradan yola çıkarak optimizasyon

sürecindeki amaç sadece bir durum için en iyi kural tablosunun belirlemesi değil tüm durumlar için iyi performans gösteren kural tablosunun belirlemesidir. Verilen akış diyagramı Şekil 4.11’de verilen “genetik algoritma” bloğuna ait olup bloğun amacı GA yardımıyla kural tablosu parametrelerini çevrimdışı ayarlamaktır.



Şekil 4.17. Kural tablosu optimizasyonu için GA'nın detaylı akış diyagramı

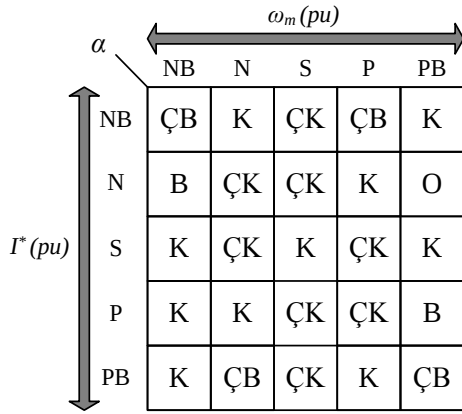
Şekil 4.17’de N_{pop} adet kromozomdan meydana gelen kural tablosu popülasyonu rastgele oluşturulduktan sonra her bir kural tablosu aynı şartlar altında sırayla FSDAM sürme sistemindeki BMK ünitesi içerisine yerleştirilir. Eş. 4.36’da tanımlanan amaç fonksiyonu kullanılarak kural tablolarının motorun değişik hız ve değişik yüklü çalışma koşulları altında performansları (P_i) ayrı ayrı değerlendirilir ve elde edilen amaç fonksiyonu değerlerinin ortalaması alınarak popülasyondaki her bir kural tablosunun efektif performansı hesaplanır. Bu değerlere göre kromozomlar en iyiden en kötüye doğru sıralanır. GA ile amaç fonksiyonunun minimize edilmesi çalışıldığından amaç fonksiyonu değeri en küçük olan kromozom en iyi birey olacak ve popülasyonun en başında bulunacaktır. İterasyon sayısı, maksimum iterasyon sayısını geçmediği takdirde sıra çiftleşme havuzunda ne kadar kromozomun bulunacağına karar vermektir. Bu değer

belirlendikten sonra geriye kalan kromozomlar popülasyondan atılır ve çiftleşme havuzunda bulunan kromozomlar arasında doğal seçim işlemi gerçekleştirilir. Doğal seçim mekanizmalarından sıraya dayalı rulet tekerleği seçim yöntemi yardımıyla kromozomlar seçildikten sonra bu kromozomlara sırayla çaprazlama ve mutasyon işlemleri uygulanır. Böylece yeni nesil oluşturulmuş olur. Burada, elitizm olarak bilinen popülasyonun en iyi çözümü, bir sonraki nesile hiçbir değişikliğe uğratılmadan aktarılmıştır. Bu işlemler kesikli çizgi ile belirtildiği gibi durdurma kriteri sağlanıncaya kadar devam eder. GA için kullanılan parametre değerleri Çizelge 4.3’de gösterilmiştir.

Çizelge 4.3. GA parametre değerleri

Parametre	Metot/Değer
Popülasyon boyutu, N_{pop}	40
Kromozom uzunluğu, l	11
Maksimum iterasyon	3000
Doğal seçim yöntemi	Sıraya dayalı rulet tekerleği
Çaprazlama tipi	Uniform
Mutasyon oranı, p_m	0,5
Dışlanma oranı, p_d	0,625
Elitizm oranı	0,025
Performans kriteri, P	Eş. 4.36

Şekil 4.17’de verilen algoritma bilgisayar ortamında C programlama dili kullanılarak oluşturulmuştur. FSDAM sürme sistemi modeli için Eş 4.35’den faydalanılmıştır. Bu eşitlikteki motor parametreleri uygulama çalışmalarında kullanılacak olan motora aittir. Algoritmanın sonunda elde edilen optimal kural tablosu benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılacak olan kural tablosu olarak belirlenmiştir. Şekil 4.18 optimizasyon sonrası elde edilen kural tablosunu göstermektedir.



The diagram shows a 5x5 rule table for optimization. The horizontal axis is labeled $\omega_m (pu)$ with values NB, N, S, P, PB. The vertical axis is labeled $I^* (pu)$ with values NB, N, S, P, PB. A small α is indicated near the top-left corner. The table contains the following rules:

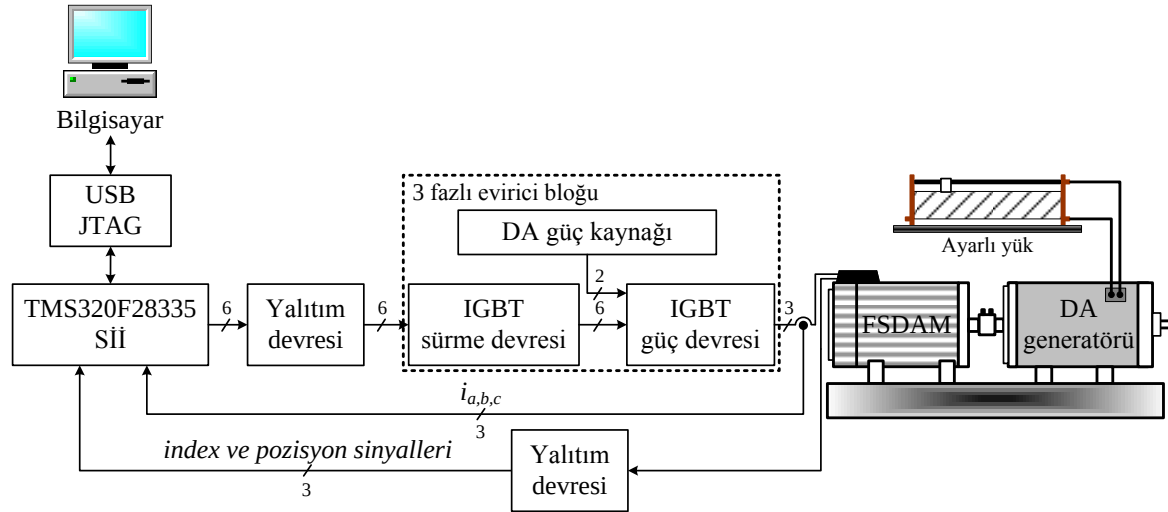
	NB	N	S	P	PB
NB	ÇB	K	ÇK	ÇB	K
N	B	ÇK	ÇK	K	O
S	K	ÇK	K	ÇK	K
P	K	K	ÇK	ÇK	B
PB	K	ÇB	ÇK	K	ÇB

Şekil 4.18. Optimizasyon sonrası elde edilen kural tablosu

4.4. FSDAM Sürme Sisteminin Sayısal İşaret İşlemci Tabanlı Donanımı

FSDAM sürme sistemi için kullanılan donanım, bir FSDAM ile miline bağlı yük olarak kullanılan bir DA generatörü, IGBT sürme devresi ile güç devresi ve DA güç kaynağından oluşan 3 fazlı gerilim kaynaklı bir evirici bloğu, TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi (Sİİ) ve eZdsp kart, bilgisayar, akım algılama ünitesi, yalıtım devreleri, pozisyon ve indeks algılayıcıdan oluşmaktadır. Sİİ haricindeki her bir düzenek ayrı ayrı tasarlanıp uygun bir şekilde birleştirilmiştir.

Sİİ tarafından üretilen sinyaller yalıtma ünitesi vasıtasıyla IGBT sürme devresini kontrol etmektedir. IGBT sürme devresi sayesinde Sİİ'den elde edilen DGM sinyalleri ile IGBT güç anahtarlarının çalışması sağlanmaktadır. Bunların yanında FSDAM denetimini doğru bir şekilde gerçekleştirebilmek için akım algılama devresinden elde edilen akım bilgileri ve FSDAM miline bağlı olan pozisyon algılayıcısından elde edilen yalıtılmış pozisyon bilgisi Sİİ'ye aktarılmaktadır. Sistemin genel blok şeması Şekil 4.19'da verilmiştir.



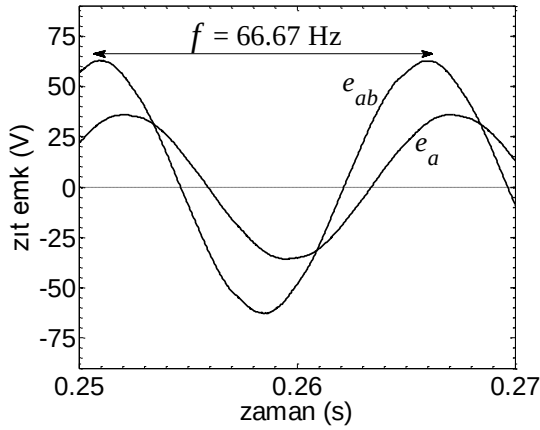
Şekil 4.19. FSDAM sürme sistemi donanımının blok diyagramı

Şekil 4.19’da verilen FSDAM sürme sisteminin donanımında bulunan birimler, alt bölümlerde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

4.4.1. Fırçasız doğru akım motoru

Çalışmada komütasyon akım salınımı problemine odaklanıldığı için motor emk dalga şeklinin bir öneminin olmayışı ile birlikte FSDAM’ın tedarik sürecinde zorluklar yaşandığından dolayı yerine SMSM kullanılmıştır. Böylece SMSM’in, FSDAM sürme sistemindeki gibi üç fazlı kısmi kare dalga akımlarla denetimi gerçekleştirilmiştir. SMSM’nin, FSDAM gibi sürüldüğü örneklerle endüstriyel motor denetim uygulamaların yanı sıra literatür çalışmalarında da rastlamak mümkündür [51, 53, 57, 68].

Çalışmada FEMSAN firmasının ürünü yüzey mıknatıslı 3 fazlı 3 telli yıldız bağlı, 8 kutuplu 500 W gücünde ve maksimum çalışma akımı 12,8 A olan bir SMSM kullanılmıştır. Benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan motorun 1000 d/d’deki fazlar arası ve bir faz zıt emk dalga şekilleri Şekil 4.20’de verilmiştir.



Şekil 4.20. Benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan motorun 1000 d/d'daki zıt emk dalga şekilleri

Deney düzeneğindeki FSDAM'ın yüklenmesi amacıyla etiket değeri 2,0 PHP, 180 V, 4900 d/d olan sabit mıknatıslı bir DA generatörü kullanılmıştır. Bu generatör ile FSDAM bir kaide üzerinde birbirlerine uygun şekilde bağlanmışlardır. DA generatöre bağlı ayarlı yük direnci değiştirilerek yük momentinin değişmesi sağlanmıştır.

4.4.2. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici bloğu

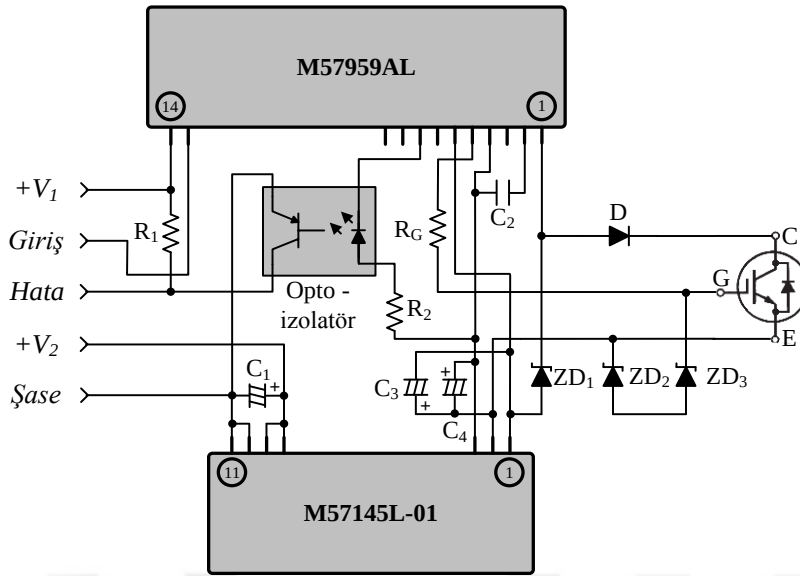
Gerilim kaynaklı evirici devresi, girişteki DA kaynağı motora uygulamaktadır. Bu işlem devredeki güç anahtarlarının uygun bir sıra ile anahtarlanması suretiyle gerçekleştirilir. Çalışmada yeni bir evirici tasarlamak yerine genel amaçlı tasarlanmış olan mevcut 3 fazlı bir evirici devresi kullanılmıştır. Bu eviricide devresinde kullanılan yüksek hızlı 3. nesil (GenX3™) tekil IGBT'ler IXYS firması tarafından üretilmiş olup 600 V, 48 A (@ $T_C = 110^\circ\text{C}$) çalışma değerlerine sahiptir. Her bir IGBT kendisine ters paralel bağlı yüksek hızlı serbest dönüşüm diyotu içermektedir. Anahtarlar ile ilgili bazı özellikler aşağıda verilmiştir.

- 40-100 kHz anahtarlama hızında düşük anahtarlama kayıpları için optimize edilmiş yapı
- Yüksek güç yoğunluğu
- Düşük güçlü geyt sürme devresi gereksinimi
- Ters paralel bağlı ultra hızlı serbest dönüşüm diyotları
- Yüksek frekanslarda çalışabilme
- Tipik $t_{fi} = 38 \text{ ns}$ ve $t_{ri} = 26 \text{ ns}$

3 fazlı evirici bloğunun her bir kolunda paralel olarak Alcon KP-6 0.068 μ F/2000V DA snubber kondansatörü bulunmaktadır. En iyi söndürme etkisi oluşturmak ve endüktans etkiyi minimize etmek amacıyla snubber kondansatörleri anahtarlara olabildiğince yakın bağlanmıştır.

Eviricide bulunan IGBT güç anahtarlarının çalışması için gerekli olan sürme devrelerinde ise güç kaynağı olarak Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu M57145L-01 isimli izoleli DA-DA dönüştürücüsü kullanılmıştır. M57145L-01, 12 V ile 18 V arası DA gerilimle beslenmekte ve çıkışında IGBT güç anahtarının çalışmasını sağlayacak gerilimi üretmektedir. IGBT sürücü olarak aynı firma tarafından üretilen M57959AL isimli devre elemanı kullanılmıştır. Böylece Sİİ ile üretilen DGM sinyallerinin IGBT'leri iletim ve kesim durumuna geçirecek sinyallere dönüştürülmesi sağlanmıştır.

Şekil 4.21'de verilen IGBT sürme devresindeki kapı direnci R_G 'nin değeri zaman sabitesini değiştirmesi bakımından yarıiletken anahtarın dinamik davranışı üzerinde önemli bir rol oynamaktadır. IGBT, eşdeğer devresindeki geyt ile emiter uçları arasındaki kapasitenin şarjıyla iletim,deşarjıyla da kesim durumuna geçtiği için R_G 'nin küçük seçildiği durumda zaman sabiti düşük olacağından IGBT daha hızlı iletim ve kesim durumuna geçer. Bu sonuç anahtarlama frekansının artmasını ve anahtarlama esnasındaki geçici durum kısaldığından anahtarlama kayıplarının azalmasını sağlar. Diğer yandan küçük R_G direnci nedeniyle geyt akımı değişiminin büyük olması anahtara kesim ve iletim durumunda sırasıyla yüksek dv_{CE}/dt ve di_C/dt uygulanmasına neden olur. Bu zorlanmaları azaltmak için R_G 'nin değeri belirli bir noktaya kadar artırılabilir. Ancak bu durumda anahtarlama frekansının düştüğü ve kayıpların arttığı unutulmamalıdır.



Şekil 4.21. IGBT sürme devresi

Anahtarlama frekansı ve kayıplar göz önünde bulundurularak R_G 'nin seçimine karar verilirken, seçilen kapı direncinin IGBT'yi güvenli sınırlar içerisinde çalıştırabilir olması önemli olan bir başka husustur.

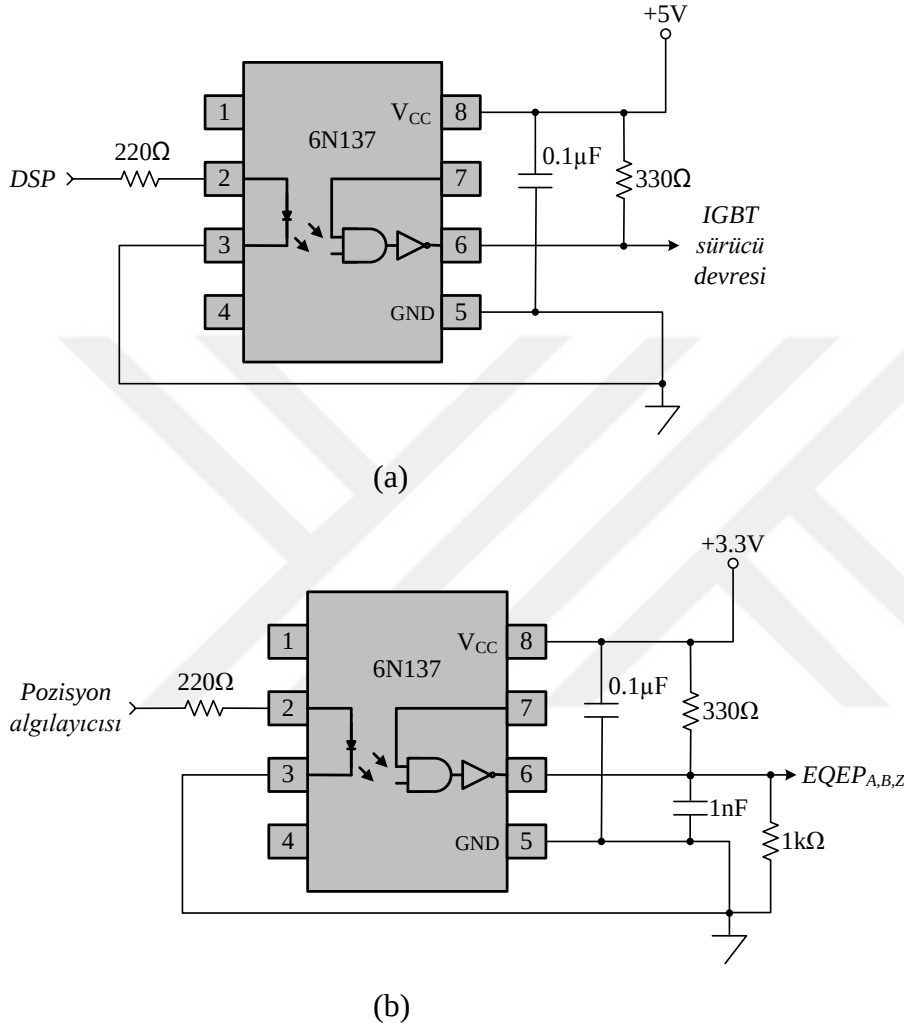
Eviricinin beslemesi için gerekli DA güç kaynağı, IXYS firmasına ait VUO82-16NO7 isimli üç fazlı tam dalga doğrultmaçla sağlanmaktadır. DA gerilim çıkışına filtre kondansatörü olarak üç adet 5100 μ f, 350 V DA kondansatörünün paralel bağlantısı yapılmıştır.

4.4.3. Yalıtım devreleri

Eviricideki toplam altı yarıiletken güç anahtarların kontrolü, Sİİ tarafından üretilen anahtarlama sinyalleri ile sağlanmaktadır. Sİİ ile IGBT sürücü devresinin yanı sıra pozisyon algılayıcı ile Sİİ arasının yalıtılması gerekmektedir. Bu işlem için yüksek hızlı opto-izolatör elemanlara ihtiyaç duyulmaktadır. Yapılan bu çalışmada 6N137 opto-izolatörü seçilmiştir.

Pozisyon algılayıcıdan elde edilen sinyallerin genliği +4,5 V olarak ölçüldüğü için bu sinyaller doğrudan Sİİ'nin sayısal pinlerine bağlanmamıştır. Çünkü Sİİ'nin sayısal pinlerindeki gerilim seviyesi +3,3 V olmalıdır. Bu nedenle pozisyon sinyalleri izole

edilirken +3,3 V'lık gerilim kaynağı kullanılmıştır. Seçilen opto-izolatörün bir sinyale ait bağlantı şeması IGBT sürücü devresi ve pozisyon algılayıcısı olmak üzere Şekil 4.22'de verilmiştir.



Şekil 4.22. Opto-izolatör devreleri (a) IGBT sürücü devresi için (b) Pozisyon algılayıcısı için

4.4.4. Akım algılama devresi

FSDAM denetiminde, motorun çektiği faz akımlarının doğru okunması gerekmektedir. Bu akımlar akım algılama devresi aracılığı ile ölçülerek, Sİİ'nin anlamlandırabileceği değerlere dönüştürülmelidir. Tasarlanan eviricide büyük güçlü motorların da çalıştırılacağı düşünülerek 50 A'lık akım algılayıcıları kullanılmıştır. Akım algılayıcı olarak LEM firması tarafından üretilen LA 55-P modeli kullanılmıştır. Algılayıcının dönüştürme oranı 1:1000'dir. Akım algılayıcıdan elde edilen analog değerler Sİİ'ye doğrudan

toplanarak çıkışa aktarılmaktadır. 10 k Ω 'luk ayarlı direnç offset ayarı yapmaya imkân verirken çıkıştaki hızlı diyotlar beklenmedik durumlara karşı çıkıştaki gerilimin 0-3 V arasında kalmasını sağlamaktadır.

4.4.5. Pozisyon algılayıcısı

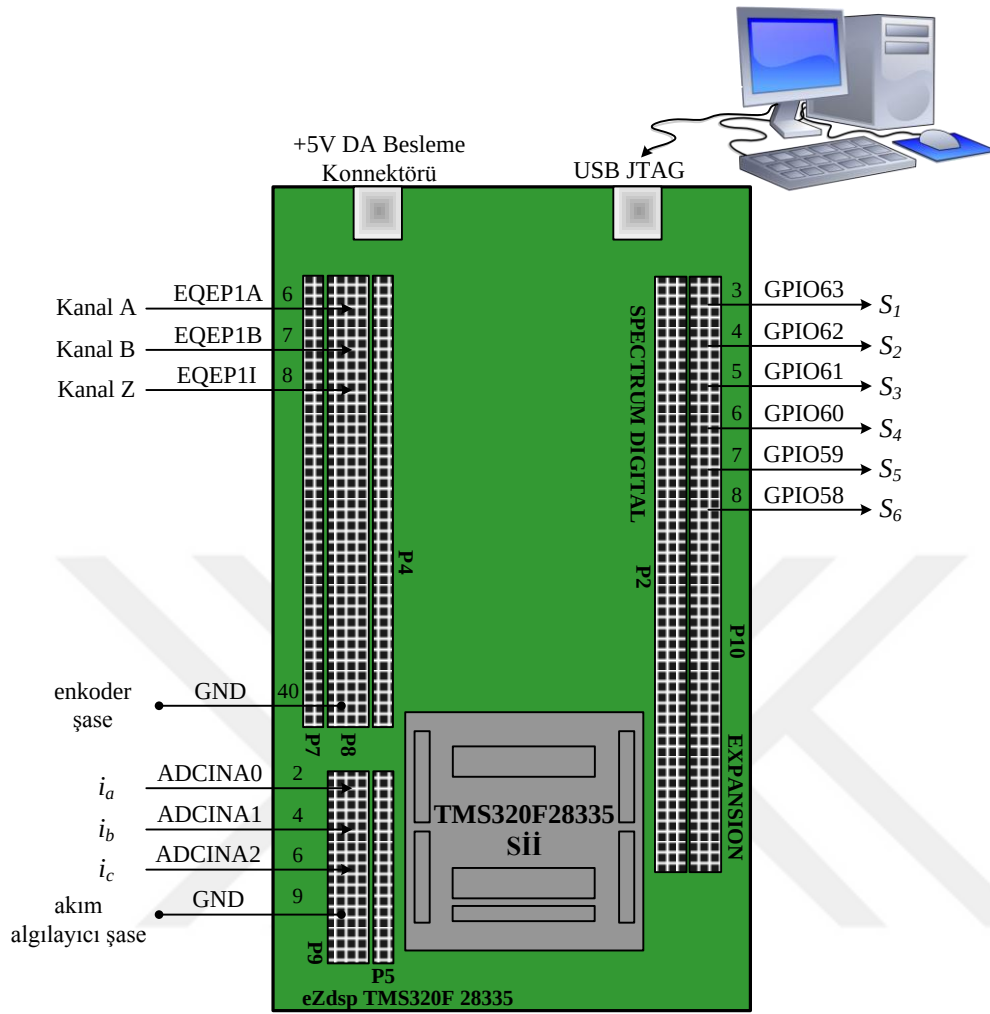
FSDAM'nin gerçek pozisyonunun algılanmasında motor miline bağlı çift kanallı (A ve B) artımlı (incremental) algılayıcı kullanılmıştır. Bu algılayıcı, her bir mekanik turda A ve B kanallarından ayrı ayrı ve faz farklı 2500 darbe üretmektedir. Her iki kanalın birlikte okunması ile bir mekanik turda 10000 darbe elde edilmiş, böylece çözünürlük 4 kat arttırılmıştır. A ve B kanallarından üretilen bu darbeler Sİİ'nin sayısal konnektörünün sırasıyla EQEP1A ve EQEP1B pinlerinden işlemciye aktarılmıştır. Elde edilen bu sinyaller kullanılarak motorun gerçek pozisyon ve hız bilgisi elde edilmiştir. Aynı zamanda, pozisyon algılayıcıdan motorun her bir devrinde bir kez üretilen index/marker (Z) sinyali okunmuştur. EQEP1I pinine bağlı olan bu sinyal yardımıyla her turdaki pozisyon hatası sıfırlanmaktadır.

4.4.6. Sayısal işaret işlemci

FSDAM'ın geleneksel yaklaşım ve önerilen algoritma ile sürme sistemi deneylerinin gerçekleştirilmesinde Texas Instruments firmasının üretmiş olduğu TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. İşlemci 6,67 ns (150 Mhz) komut işleme hızına sahiptir ve 32 bit kayan noktalı ünitesi ile sayısal motor denetimine yönelik çok sayıda birime sahiptir. TMS320F28335 işlemcisinin önemli bazı özellikleri aşağıda sıralanmıştır.

- Yüksek Performanslı Statik CMOS Teknolojisi
 - 150 Mhz Çalışma Frekansı (6,67 ns Komut İşleme Süresi)
 - 1,9V/1,8V Çekirdek, 3,3V Giriş/Çıkış Gerilim Seviyesi
- Yüksek Performanslı 32 Bit CPU (TMS320C28x)
 - IEEE-754 Tek Hassasiyetli Kayan Noktalı Ünite (FPU) (sadece F2833x'lerde)
 - 16×16 ve 32×32 MAC İşlemleri
 - 16×16 Çift MAC
 - Harvard Veri Yolu Mimarisi
 - Hızlı Kesme Cevabı ve İşleme

- Birleştirilmiş Bellek Programlama Modeli
- C/C++ veya Assembly Dillerinde Programlanabilme
- 6 Kanallı DMA Denetleyici (ADC, McBSP, ePWM, XINTF ve SARAM için)
- 16 Bit veya 32 Bit Harici Arayüz (XINTF)
 - 2M×16 üzerinde adresleme
- Yonga Belleği
 - 256K×16 Flash, 34K×16 SARAM
 - 1K×16 OTB ROM
- Boot ROM (8K×16)
 - Yazılım ile Boot Modları (SCI, SPI, CAN, I2C, McBSP, XINTF ve Paralel I/O aracılığı ile)
- Saat Sinyali ve Sistem Kontrolü
 - Dahili Osilatör
 - Watchdog Zamanlayıcı Modülü
- GPIO0 ile GPIO63 arasındaki pinler 8 Harici Kesme Kaynaklarından Birine Bağlanabilir.
- 58 Adet Çevresel Kesme Kaynaklarını Destekleyen Çevresel Kesme Genişleme (PIE) Bloğu
- 128 Bit Güvenlik Anahtarı/Kilidi Flash/OTP/RAM Bloklarını korumaktadır.
- Geliştirilmiş Kontrol Periferikleri
 - 18 Adet PWM Çıkışı
 - 6 Adet Yüksek Çözünürlüklü PWM (HRPWM) Çıkışı (150ps çözünürlük)
 - 6 Adet Olay Yakalama (Event Capture) Girişi
 - 2 Adet Quadratik Enkoder Arayüzü
 - 8 Adet 32 Bit Zamanlayıcı (6'sı eCAP için, 2'si eQEP için)
 - 9 Adet 16 Bit Zamanlayıcı (6'sı ePWM için, diğerleri XINTCTR için ayrılmıştır)
- 3 Adet 32 Bit CPU Zamanlayıcısı
- Seri Port Çevresel Birimi
 - 2 Adet CAN Modülü
 - 3 Adet SCI (UART) Modülü
 - 2 Adet McBSP Modülü (SPI olarak ayarlanabilir)
 - 1 adet SPI Modülü
 - 1 adet I2C Veri Yolu



Şekil 4.25. eZdsp TMS320F28335 kartının çevre birimleriyle olan konnektör bağlantıları

TMS320F28335 SII C veya assembly dilleri kullanılarak programlanabilmektedir. C programlama dili yazım ve hataların görülmesi açısından assembly diline göre kullanımı daha kolaydır. Ayrıca C dili assembly diline göre daha yüksek seviyeli bir dil olduğu için program geliştirme süresi daha kısadır. Buna karşın aynı işlevi yerine getirmek için assembly dilinde üretilen ve işlemciye gönderilen kodlar daha kısadır. Böylece assembly dilinde yazılan program döngüsünün çalışma zamanı C programlama diline göre daha kısadır [2, 117]. Çalışmada C programlama dili kullanılarak hazırlanan program SII üzerindeki program belleğine bilgisayar ile SII arasında USB JTAG ile kurulan arabirim aracılığı ile aktarılmıştır.



5. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

Bu çalışmada, FSDAM'ın doğrudan faz akımı algılamalı sürme sisteminde akım denetiminin bozulduğu yüksek hızlarda meydana gelen komütasyon akım salınımlarını azaltmak ve motorun çıkış gücünü iyileştirmek amacıyla ortaya konulan denetim yönteminin geçerliliğini test etmek ve geleneksel doğrudan faz akımı algılamalı sürme sistemi ile karşılaştırma yapmak amacıyla benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim ve uygulama çalışmalarındaki BMK'nin kural tablosu, C programlama dilinde hazırlanan program ile çevrimdışı olarak elde edilmiştir. Benzetim ve uygulama çalışmalarında benzer çalışma durumları kullanılarak motorun çalışması sağlanmıştır. Her iki şekilde elde edilen sonuçlar her bir yöntem için ayrı ayrı verilerek sonuçlar ayrıntılı şekilde yorumlanmıştır.

5.1. Benzetim Sonuçları

Bu tez çalışmasında, FSDAM'ın ortaya konulan yöntem ile denetiminin gerçekleştirilmesi ve uygulama sonuçlarının geçerliliğini test etmek için öncelikle bilgisayar ortamında benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim çalışmasında C programlama dili kullanılmıştır. Sürme sistemi tam modeli için Bölüm 2'de elde edilen motor modeli ve Bölüm 4'de elde edilen evirici ile denetim yöntemi modellerinden faydalanılmıştır ve bu modellerdeki durum uzay formundaki denklemlerin nümerik çözümleri için dördüncü mertebeden Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır.

Benzetim çalışmalarında bazı varsayımlar yapılmıştır. Bu varsayımlar aşağıda sıralanmıştır.

- Relüktans momenti veya vuruğu momenti etkisizdir.
- Evirici bloğunda kullanılan DA güç kaynağı ideal olup, salınımsız gerilim sağlamaktadır.
- Uygulama çalışmalarındaki yalıtım üniteleri, histerisiz band akım denetleyici, evirici v.b. birimlerde yaşanan gecikmeler dikkate alınmamıştır.

- Evirici yarıiletken anahtarları idealdir. Bundan dolayı eviricideki gerilim düşümleri ihmal edilmiş ve eviricinin bir bacağına bulunan alt ve üst yarıiletken anahtarların geyt sinyalleri arasındaki gecikme için ölü zaman kullanılmamıştır.
- Motor modeli çıkartılırken histerisiz ve eddy akımı kayıplarından oluşan nüve kayıpları ile kaçak yük kayıpları ile ihmal edilmiştir.
- Motor parametreleri sabittir.

Benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan motor parametreleri Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1. Benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılan motor parametreleri

Tanım	Değer
bağlantı şekli	
faz sayısı	3
p = kutup sayısı	8
N_r = nominal hız, d/d	2000
Ω_r = elektriksel nominal hız, rad/s $= \frac{p}{2} \frac{2\pi N_r}{60}$	837,76
V_{DA} = evirici hat gerilimi, V	200
I_{pk} = nominal akım (genlik), A	7,07
I_{rms} = nominal akım (etkin), A $= 0,707 \cdot I_{pk}$	5
k_v = 1000 d/d’da fazlar arasından ölçülen zıt emk’nin etkin değeri, V	44
P_r = nominal güç, W	500
T_r = nominal moment, Nm $= \frac{30}{\pi} \frac{P_r}{N_r}$	2,4
R_s = bir faz sargı direnci, Ω	2
L_s = senkron endüktans, mH	3,5
J = eylemsizlik momenti, kg.m ²	$5,69 \cdot 10^{-5}$
B = sürtünme katsayısı, kg.s/rad	10^{-4}
i_{max} = maksimum faz akımı (etkin), A	12,8
T_{max} = maksimum çıkış momenti, Nm	7,5

Bölüm 2.4.1’de gerçekleştirilen analizde, komütasyon dışında kalan faz akımının sabit tutulmasını sağlayan ve $V_{DA} = 6E$ eşitliğine karşılık gelen hız değeri, Çizelge 5.1’de verilen V_{DA} ile k_v parametreleri kullanılarak yaklaşık 1855 d/d olarak hesaplanmıştır. Bu hız değeri orta hız bölgesi olarak kabul edilerek FSDAM’ın sabit denetim akımları ile öncelikle düşük hız bölgesi, orta hız bölgesi ve yüksek hız bölgesi olmak üzere altı farklı durumda çalışması test edilmiştir. Motorun farklı hızlarda farklı yük altında çalışabilmesi için ise elektriksel momentin bağlı olduğu denetim akımı değeri uygun değerine ayarlanmıştır. Sabit denetim akımı ile çalışmalar tamamlandıktan sonra ortaya konulan denetim yaklaşımının etkinliğini desteklemek amacıyla FSDAM sürme sistemine basit bir PI hız denetleyicisi eklenmiş ve önerilen yöntemin hız denetim performansına olan etkisi incelenmiştir. Bu manada FSDAM değişken hız referansı ve değişken yüklü durumda çalıştırılmıştır. Her iki yöntem için aynı şartlar altında FSDAM’ın çalıştırıldığı durumlar aşağıda sıralanmıştır.

1. 3 A denetim akımı ve 1000 d/d hız
2. 3,25 A denetim akımı ve 2000 d/d hız
3. 4 A denetim akımı ve 2500 d/d hız
4. 4,5 A denetim akımı ve 2500 d/d hız
5. 4,5 A denetim akımı ve 2750 d/d hız
6. 5 A denetim akımı ve 3000 d/d hız
7. Değişken hız referansı ve değişken yük

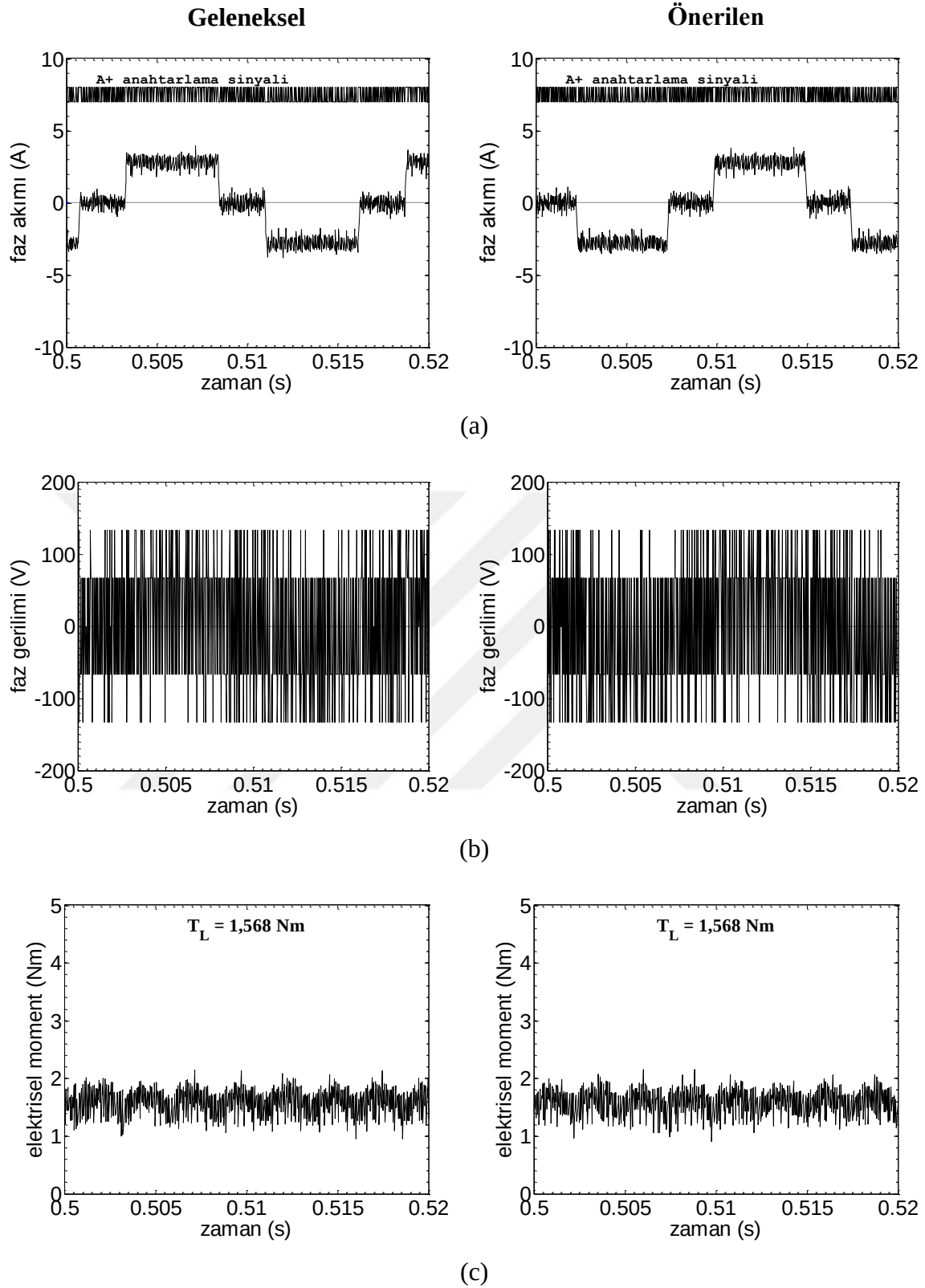
Her bir çalışma durumu için motorun a faz akımı, b faz akımı, a fazına ait anahtarlama sinyali, a fazına ait faz gerilimi ve elektriksel moment eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen bu eğriler karşılaştırmalı olarak aşağıda verilmiştir. Motor hızındaki değişime paralel olarak şekillerin zaman eksenini, eğriler bir ila iki elektriksel periyot arasında gösterilecek şekilde ayarlanmıştır. Ayrıca her bir çalışmadaki yük moment değerleri metin içerisinde verilmesinin yanı sıra elektriksel moment eğrilerinin üzerinde de gösterilmiştir. Sayfanın sol tarafında bulunan eğriler geleneksel yöntem için elde edilen sonuçları gösterirken sağ tarafında bulunan eğriler ortaya konulan yaklaşım için elde edilen sonuçları göstermektedir.

Şekil 5.1’de hız 1000 d/d ve denetim akımı 3 A iken elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Yük momenti her iki yöntemde 1,568 Nm değerindedir. Bu çalışmada, motorun 1000 d/d’da çalışması sonucu ortaya konulan yöntemin performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

Şekil 5.1(a)’da motorun bir faz akımları görülmektedir. Benzetim sonuçlarına göre her iki yöntemde de motorun gerçek akımı, 120° kare dalga biçimindeki referans akımı yakından izlemiş ve faz geçişlerinde komütasyon akım salınımı görülmemiştir. Geleneksel yaklaşımda komütasyon aralığında akımda meydana gelen salınım sadece histerisiz band genişliğine bağlıdır. Faz akımlarının maksimum değeri denetim akımıyla aynıdır. Bu çalışmada BMK’den elde edilen komütasyon açısı 0,008 radyandır. Komütasyon akım salınımının meydana gelmediği düşük hızlarda olabildiğince küçük komütasyon açılarıyla çalışmak arzu edilen bir durumdur.

Şekil 5.1(b)’de motorun *a* fazına ait faz gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Faz geriliminin periyodu kullanılarak mekanik ve elektriksel hız hesaplanabilir. 1000 d/d için faz geriliminin periyodu 15 ms, motorun mekanik frekansı 16,67 Hz ve elektriksel frekansı 66,67 Hz olarak elde edilmiştir. Faz gerilimi dalga şekilleri incelendiğinde altı adımlı, dört farklı seviyeden meydana geldiği görülebilir. Bu seviyeler sırasıyla 66,7 V, 133,3 V, -66,7 V ve -133,3 V şeklindedir. Motorun nötr bağlantısı olmadığı için *a* fazının gerilimi, *a* fazının bağlı olduğu evirici bacağındaki anahtarların durumu ile diğer iki bacaktaki anahtarların da durumuna bağlıdır.

Şekil 5.1(c)’de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel momentteki düşük genlikli yüksek frekanslı salınım, histerisiz band akım denetiminden kaynaklanmaktadır. Faz akımlarında komütasyon akım salınımı görülmemesine rağmen zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motor kısmi kare dalga akımlarla çalıştırıldığı için elektriksel moment eğrisinde doğal salınımlar meydana gelmiştir. Besleme frekansının 6 katı bir frekansla salınan bu salınımlar komütasyon akım salınımından dolayı oluşan moment salınımı ile karıştırılmamalıdır. Bu salınımın teorik analizi, faz akımlarının ideal formda olduğu kabul edilerek Eş. 2.17 ve 2.21 arasında yapılmıştır ve ortalama momente oranı %14 olarak elde edilmiştir. Sürekli çalışma durumunda elektriksel momentin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir.



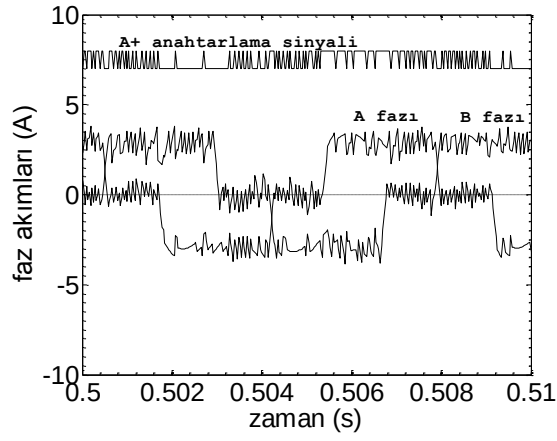
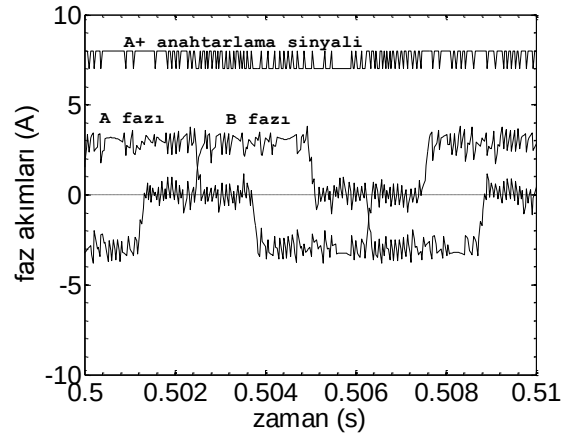
Şekil 5.1. 3 A denetim akımı ve 1000 d/d için benzetim sonuçları (a) Bir faz akımı (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment

Şekil 5.2'de hız 2000 d/d ve denetim akımı 3,25 A iken elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Bu çalışmada, motorun 2000 d/d'da çalışması sonucu ortaya konulan yöntemin performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

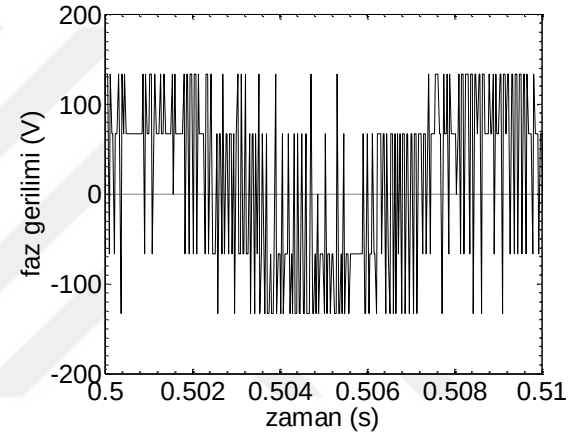
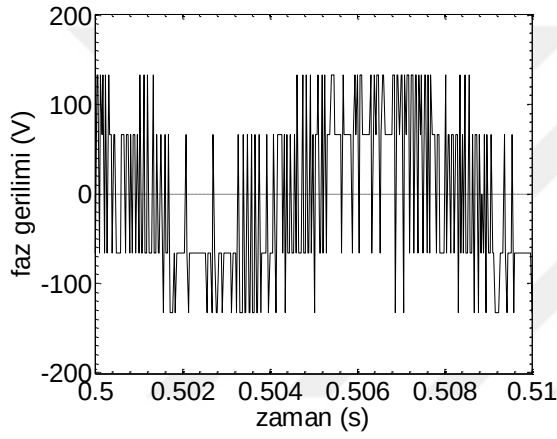
Şekil 5.2(a)'da motorun iki faz akımları görülmektedir. Benzetim sonuçlarına göre bu çalışmada da akım dalga şekillerinde komütasyon akım salınımı görülmemiş ve faz akımının maksimum değeri iki yöntemde de 3,25 A değerindedir. Hız ve denetim akımındaki artışla birlikte ortalama anahtarlama frekansının önceki çalışma durumuna göre düştüğü ancak önerilen yaklaşımda geleneksele göre daha yüksek olduğu görülmüştür. Bunun nedeni önerilen yaklaşımda komütasyon aralığında akım denetimine izin verilmesidir. Çünkü bu aralıkta devreden çıkarılan faz akımı ile devreye alınan faz akımının eğimleri birbirine eşit yapılmaya çalışılmaktadır. Bu çalışmada komütasyon açısı 0,07 radyan olarak elde edilmiştir ve önerilen yaklaşımda yük momenti 1,645 Nm iken geleneksel yaklaşımda 1,627 Nm değerindedir.

Şekil 5.2(b)'de motorun a fazına ait faz gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Faz geriliminin periyodu kullanılarak mekanik ve elektriksel hız hesaplanabilir. 2000 d/d için faz geriliminin periyodu 7,5 ms, motorun mekanik frekansı 33,33 Hz ve elektriksel frekansı 133,33 Hz olarak elde edilmiştir. Faz gerilimi dalga şekilleri incelendiğinde altı adımlı, dört farklı seviyeden meydana geldiği açıkça görülebilir. Bu seviyeler sırasıyla 66,7 V, 133,3 V, -66,7 V ve -133,3 V şeklindedir. Motorun nötr bağlantısı olmadığı için a fazının gerilimi, a fazının bağlı olduğu evirici bacağındaki anahtarların durumu ile diğer iki bacadaki anahtarların da durumuna bağlıdır.

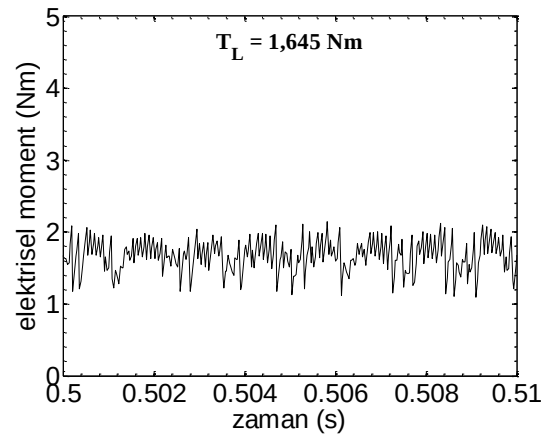
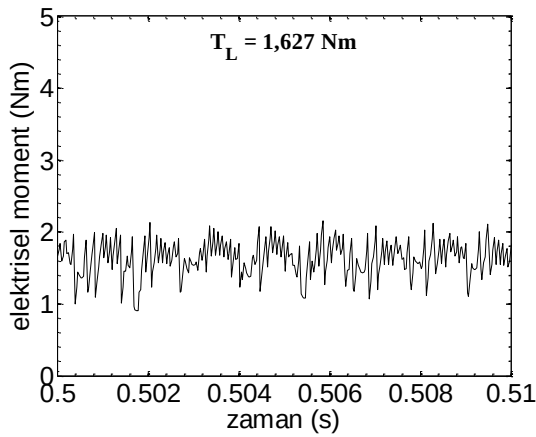
Şekil 5.2(c)'de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel moment eğrilerindeki salınımın birinci ve doğal nedeni Şekil 5.1(c) için açıklanan durum ile aynıdır. Anahtarlama frekansının azalmasıyla düşük genlikli yüksek frekanslı salınımların etkisinin zayıfladığı görülmüştür. Sürekli çalışma durumunda elektriksel momentin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir.

Geleneksel**Önerilen**

(a)



(b)



(c)

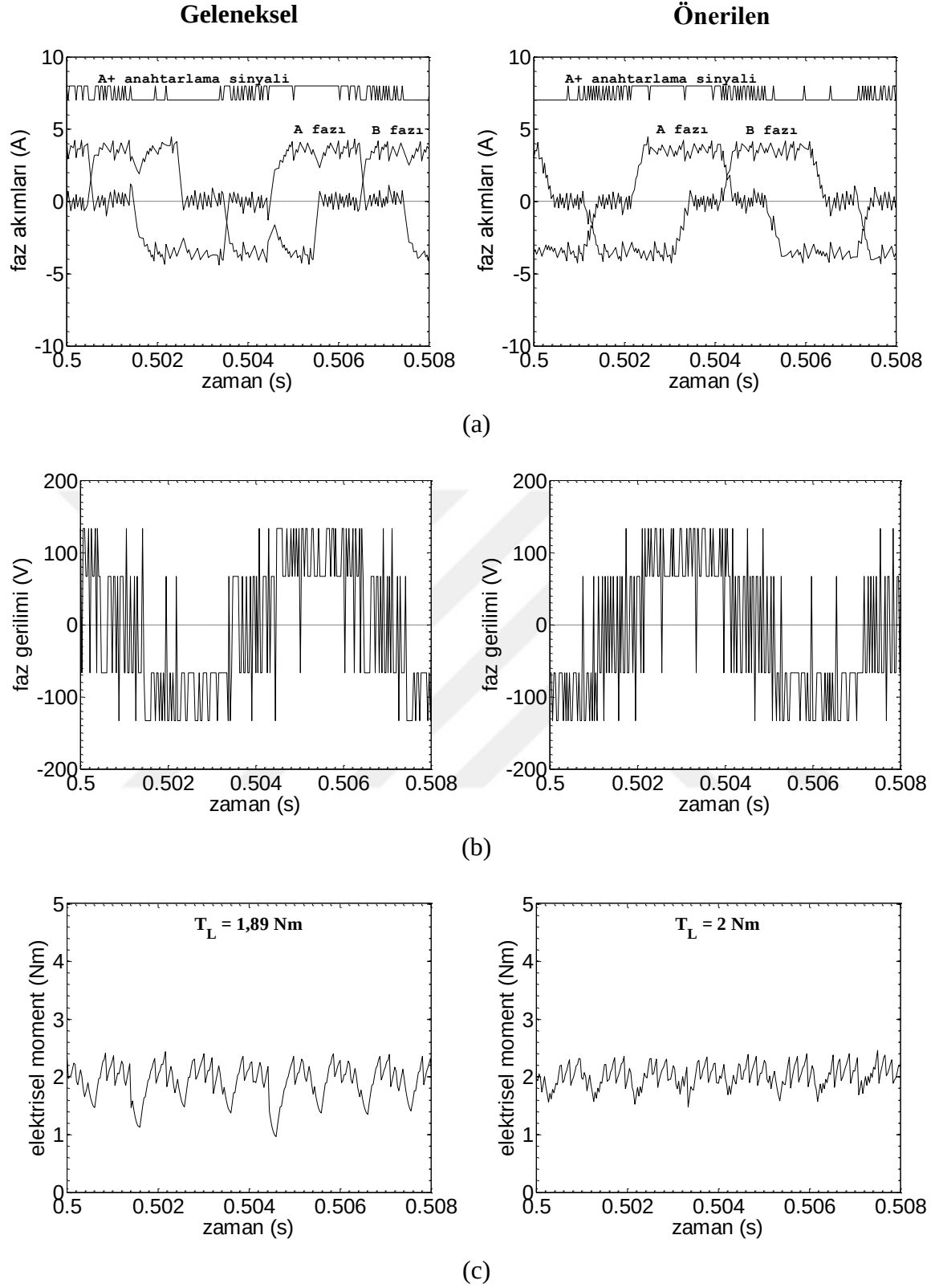
Şekil 5.2. 3,25 A denetim akımı ve 2000 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımı (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment

Şekil 5.3'de hız 2500 d/d ve denetim akımı 4 A iken elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Bu çalışmada, motorun 2500 d/d'da çalışması sonucu ortaya konulan yöntemin performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

Şekil 5.3(a)'da motorun iki faz akımları görülmektedir. Anahtarlama sinyalleri incelendiğinde yarıiletken anahtarlar aktif oldukları elektriksel 120° aralığın neredeyse tamamında iletim durumundadırlar. Akım denetleyicilerin doymaya başladığı bu çalışmada geleneksel yöntemde devreden çıkarılan faz akımının sıfıra düşmesi için geçen sürede, devreye alınan faz akımı referans değerine ulaşamamıştır. Bunun sonucu olarak komütasyon aralıklarında faz akımlarında komütasyon akım salınımı meydana gelmiş ve akım dalga şeklinin dikdörtgen dalga formundan uzaklaşmaya başladığı görülmüştür. Önerilen yöntemde kullanılan BMK komütasyon açısı α değerini belli oranda artırarak komütasyona uğrayan faz akımlarının toplamını sabit bir değerde tutmaya çalışmıştır. Bu sayede diğer faz akımında meydana gelen salınım önemli miktarda azaltılmıştır. Önerilen yaklaşımda akım dalga şekilleri incelendiğinde komütasyon aralığındaki faz akımlarının değişim oranlarının birbirlerine oldukça yakın oldukları görülmektedir. Bu çalışmada komütasyon açısı 0,18 radyan olarak elde edilmiştir ve önerilen yaklaşımda yük momenti 2 Nm iken geleneksel yaklaşımda 1,89 Nm değerindedir.

Şekil 5.3(b)'de motorun a fazına ait faz gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Faz geriliminin periyodu kullanılarak mekanik ve elektriksel hız hesaplanabilir. 2500 d/d için faz geriliminin periyodu 6 ms, motorun mekanik frekansı 41,67 Hz ve elektriksel frekansı 166,67 Hz olarak elde edilmiştir. Gerilim dalga şekillerine bakarak önerilen yaklaşım ile anahtarlamanın ve dolayısıyla kıyma işleminin bu çalışma durumu için de etkin olduğu söylenebilir. Hızın artışı ile birlikte her iki yöntemde de hızın artışına bağlı olarak anahtarlama frekansının önceki çalışma koşullarına göre azaldığı görülebilir.

Şekil 5.3(c)'de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel moment eğrilerindeki salınımın birinci ve doğal nedeni Şekil 5.1(c) için açıklanan durum ile aynıdır. İkinci nedeni ise akım dalga şekillerinde meydana gelen komütasyon akım salınımıdır. Elektriksel moment eğrileri incelendiğinde önerilen yöntem ile elde edilen eğrinin salınımı miktarı daha düşük, ortalama değeri daha yüksektir. Sürekli çalışma durumunda elektriksel momentin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir



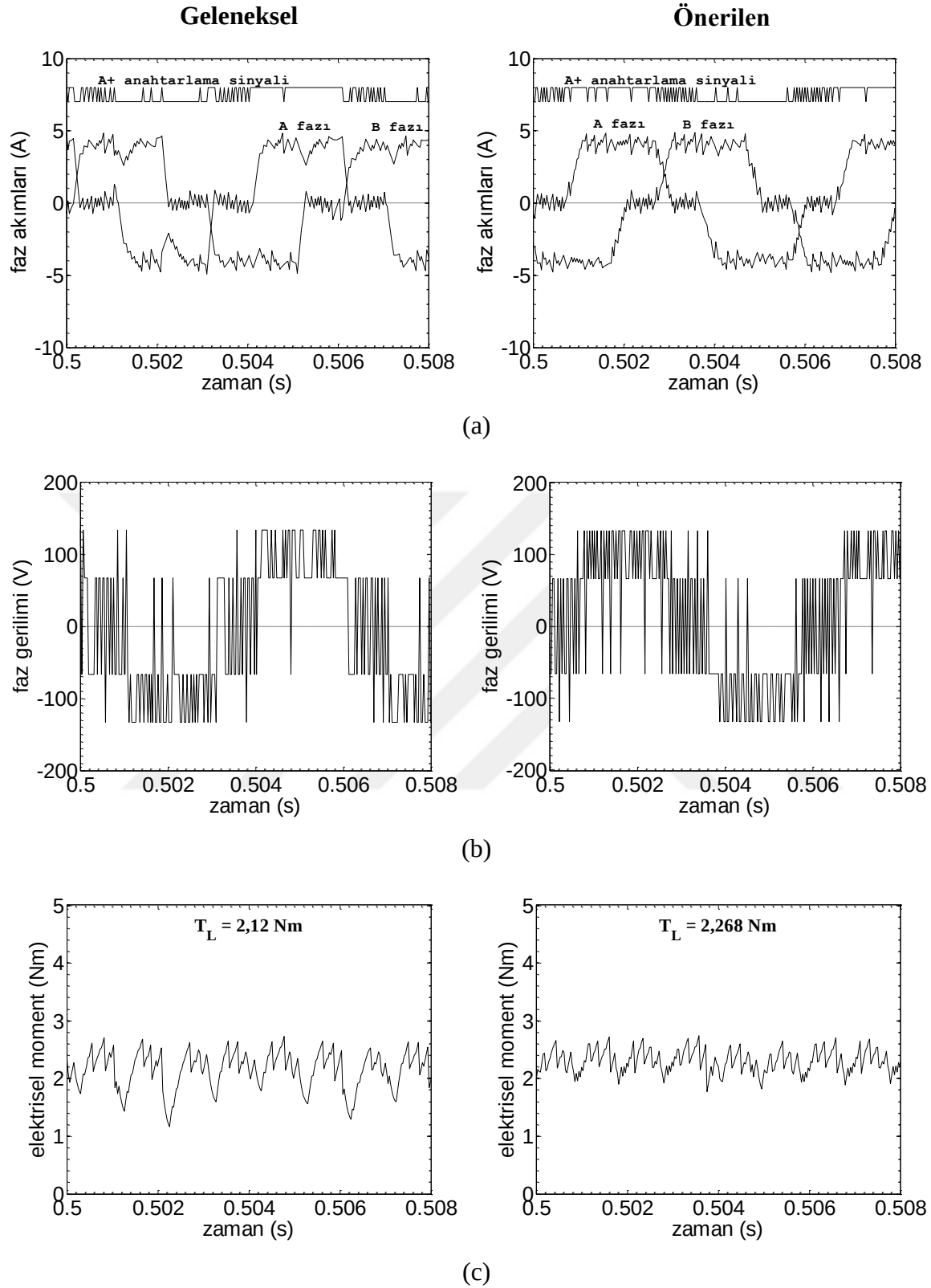
Şekil 5.3. 4 A denetim akımı ve 2500 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment

Şekil 5.4'de hız 2500 d/d ve denetim akımı 4,5 A iken elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Bu çalışmada motor önceki çalışmada olduğu gibi 2500 d/d'da çalışırken denetim akımı artırıldığında ortaya konulan yöntemin performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

Şekil 5.4(a)'da motorun iki faz akımları görülmektedir. Denetim akımının artışı komütasyon süresinin uzamasına ve akabinde komütasyon akım salınımının nispeten daha şiddetli olmasına neden olmuştur. Önceki çalışmada olduğu gibi yarıiletken anahtarların aktif oldukları elektriksel 120° aralığın neredeyse tamamında iletim durumunda oldukları görülmektedir. Geleneksel yöntemde faz akımlarının yükselme ve düşme süreleri arasındaki uyumsuzluktan kaynaklanan komütasyon akım salınımı, önerilen yaklaşımda elde edilen sonuç ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin bu çalışma durumu için iyi bir performans sağladığı görülmüştür. Şekil 5.3(a) için açıklanan duruma benzer olarak BMK komütasyon açısını bu kez daha fazla artırarak motorun gerçek akımlarının eşit eğimli referans akımları komütasyon aralıklarında izlemesini sağlamaya çalışmış ve bu ölçüde diğer faz akımındaki düşüş önemli derecede azaltılmıştır. Bu iyileşmenin neticesinde bu çalışma için önerilen yaklaşımda yük momenti 2,268 Nm iken geleneksel yaklaşımda 2,12 Nm değerindedir. Komütasyon açısı 0,213 radyan olarak elde edilmiştir.

Şekil 5.4(b)'de motorun a fazına ait faz gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Faz geriliminin periyodu kullanılarak mekanik ve elektriksel hız hesaplanabilir. 2500 d/d için faz geriliminin periyodu 6 ms, motorun mekanik frekansı 41,67 Hz ve elektriksel frekansı 166,67 Hz olarak elde edilmiştir. Gerilim dalga şekilleri incelendiğinde geleneksel yöntemde devreden çıkarılan faz sargısına uygulanan gerilim $-66,7$ V iken önerilen yöntemde bu değer $-66,7$ V ile $66,7$ V arasında değişmektedir. Bu durum önerilen yöntemde devreden çıkarılan faz akımının sıfıra düşme süresinin geciktirildiğini göstermektedir.

Şekil 5.4(c)'de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel moment eğrilerindeki salınımın nedenleri Şekil 5.3(c) için açıklanan durum ile aynıdır. Elektriksel moment eğrileri incelendiğinde önerilen yöntemin komütasyon moment salınımı probleminde daha az etkilendiği görülmüştür. Bu iyileştirme motorun çıkış momentinin artmasına katkı sağlamıştır. Sürekli durumda elektriksel moment eğrisinin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir.



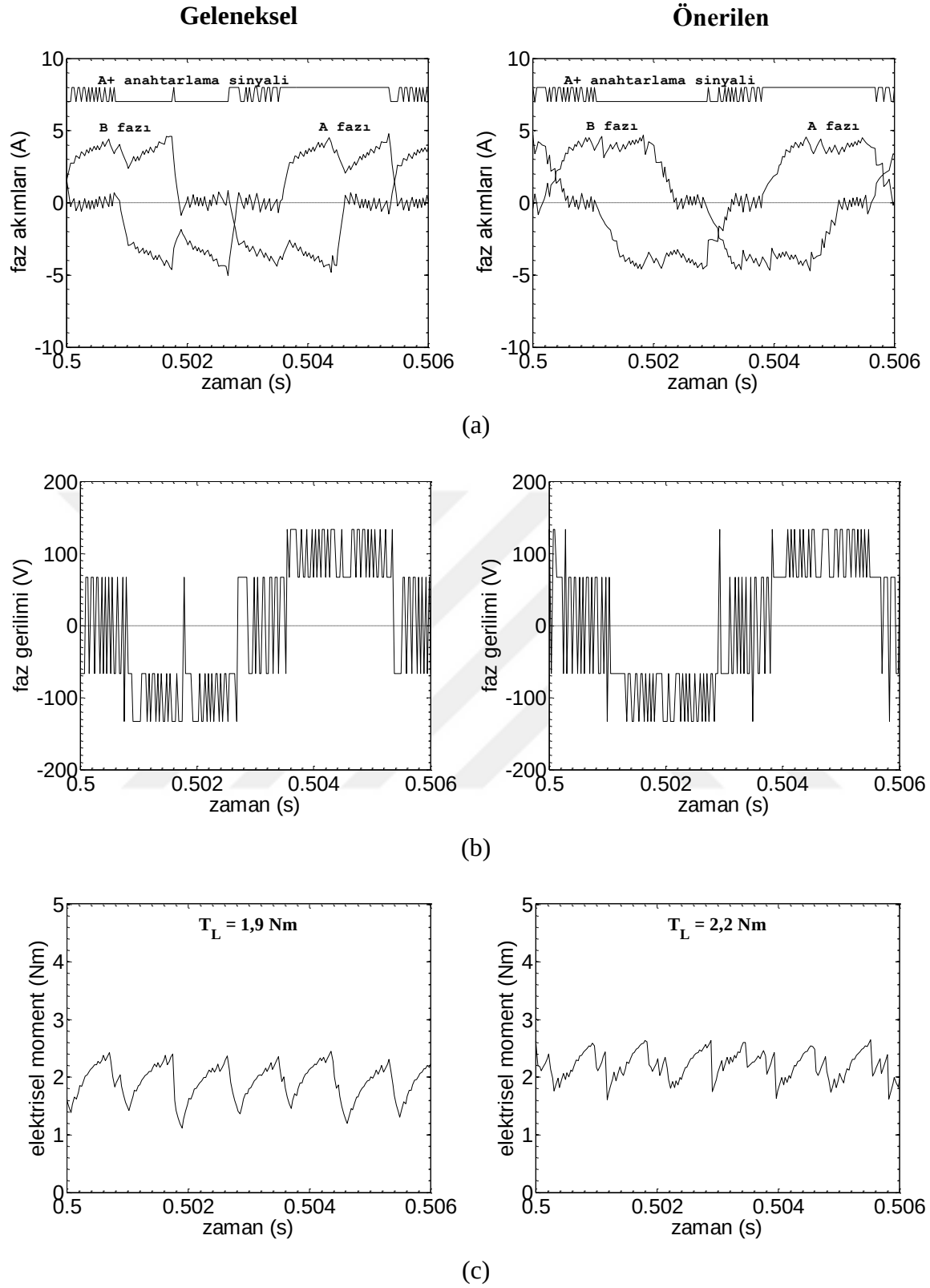
Şekil 5.4. 4,5 A denetim akımı ve 2500 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment

Şekil 5.5'de hız 2750 d/d ve denetim akımı 4,5 A iken elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Bu çalışmada motor 4,5 A denetim akımı ile çalışırken motor hızı artırıldığında ortaya konulan yöntemin performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

Şekil 5.5(a)'de motorun iki faz akımları görülmektedir. Bu çalışma durumu için komütasyon süresi t_f 'nin $\pi/3\omega_r$ değerinden büyük olduğu, bu nedenle stator sargılarından geçen akımın arzu edilen seviyeye çıkamadığı görülmektedir. Komütasyon tamamlanmadan anahtarlama durumu değiştiğinden evirici, akım denetiminden ziyade sadece komütatör olarak görev yapmaktadır. Anahtarlama sinyalleri incelendiğinde akım denetleyicilerin tamamen doyduğu söylenebilir. Geleneksel yöntemde elde edilen benzetim sonucuna göre yüksek hızda meydana gelen komütasyon akım salınımının güçlü olduğu görülmüştür. Geleneksel yöntem ile elde edilen sonuç, önerilen yöntem ile elde edilen sonuç ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin bu çalışma durumu için de iyi bir performans sağladığı görülmüştür. Şekil 5.4(a) için açıklanan duruma benzer olarak BMK komütasyon açısını bu kez daha fazla artırarak motorun gerçek akımlarının eşit eğimli referans akımları komütasyon aralıklarında izlemesini sağlamaya çalışmış ve bu ölçüde diğer faz akımındaki düşüş önemli derecede azaltılmıştır. Bu iyileşmenin neticesinde bu çalışma durumu için önerilen yaklaşımda yük momenti 2,2 Nm iken geleneksel yaklaşımda 1,9 Nm değerindedir. Komütasyon açısı 0,254 radyan olarak elde edilmiştir.

Şekil 5.5(b)'de motorun a fazına ait faz gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Faz geriliminin periyodu kullanılarak mekanik ve elektriksel hız hesaplanabilir. 2750 d/d için hat geriliminin periyodu 5,4 ms, motorun mekanik frekansı 45,83 Hz ve elektriksel frekansı 183,33 Hz olarak elde edilmiştir. Gerilim dalga şekillerine bakarak önerilen yaklaşım ile anahtarlamanın ve dolayısıyla kıyma işleminin bu çalışma durumu için de etkin olduğu söylenebilir.

Şekil 5.5(c)'de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel moment eğrilerindeki salınımın nedenleri Şekil 5.3(c) için açıklanan durum ile aynıdır. Elektriksel moment eğrileri incelendiğinde önerilen yöntemin komütasyon moment salınımı probleminden daha az etkilendiği görülmüştür. Sürekli durumda elektriksel moment eğrisinin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir.



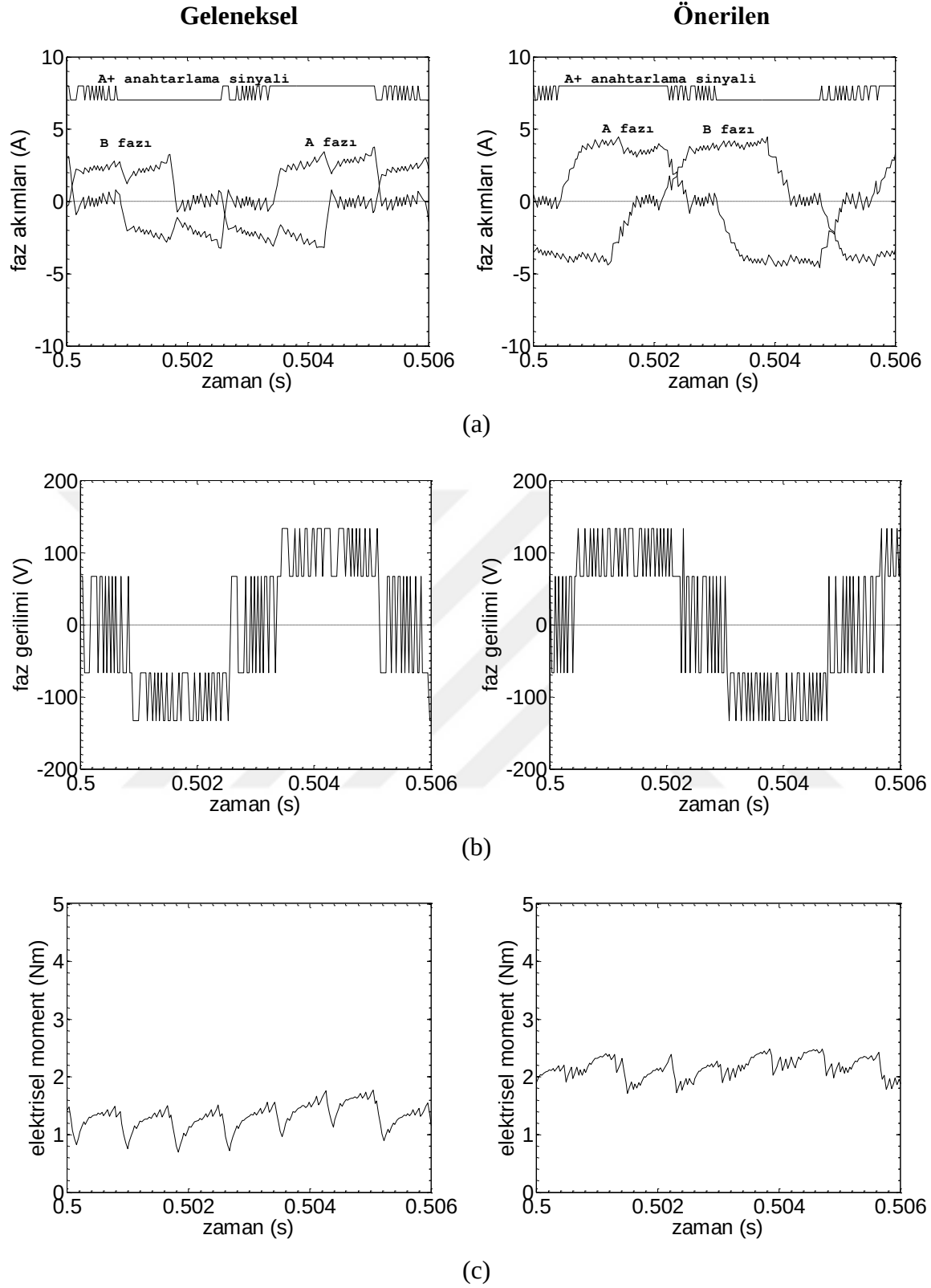
Şekil 5.5. 4,5 A denetim akımı ve 2750 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment

Şekil 5.6'da hız 3000 d/d ve denetim akımı 5 A iken elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Motor fazlar arası zıt emk'nin maksimum değerinin 186,7 V ile evirici hat gerilimine çok yakın olduğu bu çalışmada önerilen yaklaşımın yüksek hızlı çalışmadan ne derece etkilendiği araştırılmıştır.

Şekil 5.6(a)'da motorun iki faz akımları görülmektedir. Geleneksel yöntemde elde edilen benzetim sonucuna göre yüksek hızda meydana gelen komütasyon akım salınımının yanı sıra faz akımlarının maksimum değerleri istenen düzeyin çok altında kalmışlardır. Geleneksel yöntem ile elde edilen sonuç, önerilen yöntem ile elde edilen sonuç ile karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin yüksek hızlı çalışmadan daha az etkilendiği görülmüştür. Şekil 5.5(a) için açıklanan duruma benzer olarak BMK komütasyon açısını bu kez daha fazla artırarak motorun gerçek akımlarının eşit eğimli referans akımları komütasyon aralıklarında izlemesini sağlamaya çalışmış ve bu ölçüde diğer faz akımındaki düşüş önemli derecede azaltılırken akımın istenen düzeye daha yakın bir değerde tutulması sağlanmıştır. Bu iyileşmelerin neticesinde bu çalışma durumu için önerilen yaklaşımda yük momenti 2,2 Nm iken geleneksel yaklaşımda 1,3 Nm değerindedir. Komütasyon açısı 0,305 radyan olarak elde edilmiştir.

Şekil 5.6(b)'de motorun a fazına ait faz gerilimi dalga şekilleri görülmektedir. Faz geriliminin periyodu kullanılarak mekanik ve elektriksel hız hesaplanabilir. 3000 d/d için hat geriliminin periyodu 5 ms, motorun mekanik frekansı 50 Hz ve elektriksel frekansı 200 Hz olarak elde edilmiştir. Gerilim dalga şekillerine bakarak önerilen yaklaşım ile anahtarlamının ve dolayısıyla akım denetiminin bu çalışma durumu için de etkin olduğu söylenebilir.

Şekil 5.6(c)'de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel moment eğrilerindeki salınımın nedenleri Şekil 5.3(c) için açıklanan durum ile aynıdır. Elektriksel moment eğrileri incelendiğinde önerilen yöntemin komütasyon moment salınımı probleminde daha az etkilendiği gözlenmiştir. Bu iyileştirme motorun çıkış momentinin artmasına katkı sağlamıştır. Sürekli durumda elektriksel moment eğrisinin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir.



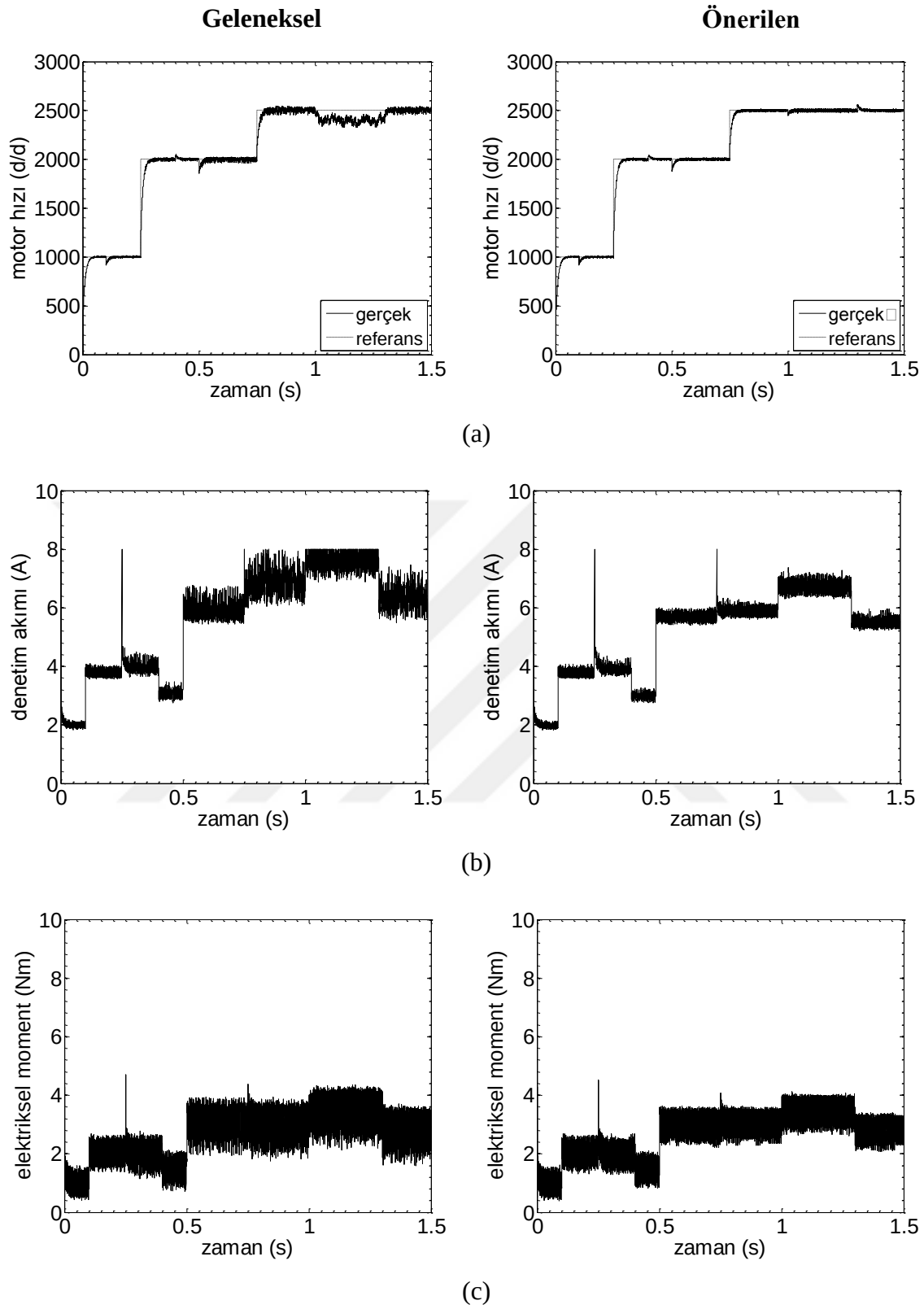
Şekil 5.6. 5 A denetim akımı ve 3000 d/d için benzetim sonuçları (a) İki faz akımları (b) Faz gerilimi (c) Elektriksel moment

Tez çalışmasının temel amacı hız denetim performansını (yükselme süresi, aşım oranı, yerleşme zamanı, vb.) iyileştirmeden ziyade, komütasyon akım salınıminin azaltılması olmasına rağmen FSDAM sürme sistemine basit bir PI hız denetleyicisi eklenmiş ve önerilen yöntemin hız denetim performansına olan etkisi benzetim aşamasında incelenmiştir. Denetleyici parametreleri deneme ve yanılma yöntemi ile her iki yöntemde $K_p = 0,05$ ve $K_i = 5,0$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Hazırlanan yazılımda motorun çalışma durumu şu şekilde ayarlanmıştır: başlangıçta hız referansı 1000 d/d, $t = 0,25s$ 'de 2000 d/d ve $t = 0,75s$ 'de 2500 d/d olarak belirlenmiştir. Yük momentinin başlangıç değeri 1 Nm'dir. $t = 0,1s$ 'de 2 Nm yapılmış, $t = 0,4s$ 'de 1,5 Nm'e düşürülmüş ve akabinde $t = 0,5s$ 'de tekrar 3 Nm'lik yük bindirilmiştir. Son olarak $t = 1s$ 'de yük momenti 3,4 Nm'e çıkarıldıktan sonra motor 0,3 saniye bu şartlarda çalıştırılmış ve sonra 2,8 Nm'e düşürülmüştür.

Şekil 5.7(a)'da motorun hız tepki eğrileri görülmektedir. Benzetim sonuçlarına göre geçici durumlarda ve 1000 d/d sürekli çalışma durumunda iki yöntem benzer performans göstermiştir. Bununla birlikte diğer çalışma hızlarında oluşan titreşimler önerilen yöntem ile önemli derece azaltılmıştır. Komütasyon akım salınıminin neden olduğu bu titreşimler FSDAM'ın hassas servo sürücü uygulamalarında kullanımına engel olmaktadır. Diğer taraftan yükün $t = 1s$ 'de artırılmasıyla motor hızı geleneksel yöntem ile 2500 d/d'da tutulamamıştır. Bunun nedeni evirici doyumundan dolayı gerekli olan motor gücü üretilmemiştir. Başka bir deyişle, motorun ihtiyaç duyduğu akım sağlanamamıştır. Motor çıkış gücünün iyileştiği önerilen yöntemde böyle bir durumun oluşmadığı görülmüştür.

Şekil 5.7(b)'de motorun denetim akım eğrileri görülmektedir. Hız referansları değiştiğinde, motorun istenen hıza en kısa sürede ulaşabilmesi için bu aralıkta maksimum moment üretilmesi gerekir. Momenti belirleyen denetim akımıdır. Bundan dolayı hız değişimlerinde denetim akımı maksimumdur ve yük ile orantılı değişir. $t = 0,5s$ 'den sonra geleneksel yöntemde hız eğrisinde belirginleşen titreşime paralel olarak denetim akımındaki titreşimin de daha büyük olduğu görülmektedir.

Şekil 5.7(c)'de motorun elektriksel moment eğrileri görülmektedir. Elektriksel moment eğrilerindeki salınımin nedenleri Şekil 5.3(c) için açıklanan durum ile aynıdır. Elektriksel moment eğrileri incelendiğinde önerilen yöntem ile elde edilen eğrinin geleneksel yöntemle göre salınım miktarı daha düşüktür. Sürekli durumda elektriksel moment eğrisinin ortalama değeri yük momenti ile motorun sürtünme momentini karşılayacak değerdedir.

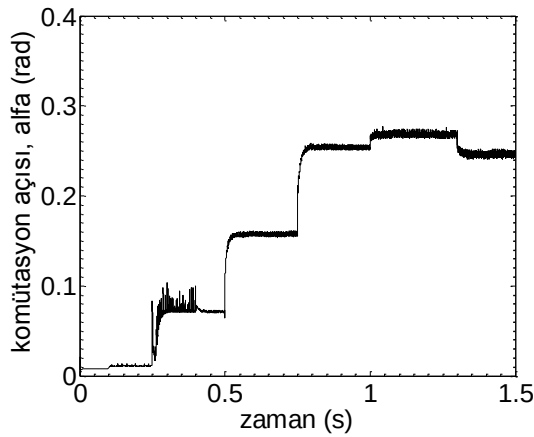


Şekil 5.7. Değişken hız referansı ve değişken yüklü durumdaki benzetim sonuçları
 (a) Motor hızı (b) Denetim akımı (c) Elektriksel moment

Şekil 5.7’de verilen motor çalışma durumuna göre komütasyon açısı α değerinin zamana göre değişim eğrisi Şekil 5.8’de verilmiştir. Benzetim sonuçlarına göre α ’nın beklendiği gibi hız ve yük momentiyile benzer şekilde değişme eğiliminde olduğu görülmüştür.

Motorun harekete başlamasıyla α açısı sıfırdan hız ve yük momentinin durumuna göre gerekli olan değerine otomatik olarak ayarlanmıştır. Benzetim sonucuna göre bu değerler sırasıyla 1000 d/d hız ve 1 Nm yük durumunda 0,008 rad, 1000 d/d hız ve 2 Nm yük durumunda 0,011 rad, 2000 d/d hız ve 2 Nm yüklü iken 0,074 rad, 2000 d/d hız ve 1,5 Nm yük durumunda 0,071 rad, 2000 d/d hız ve 3 Nm yük durumunda 0,158 rad, 2500 d/d hız ve 3 Nm yük durumunda 0,254 rad, 2500 d/d hız 3,4 Nm yüklü iken 0,268 rad ve son olarak 2500 d/d hız ve 2,8 Nm yük durumunda 0,246 rad olarak elde edilmiştir. Bu çalışma durumu için komütasyon açısının Şekil 5.8’de gösterildiği gibi ayarlanmasıyla komütasyona uğrayan faz akımlarının değişim hızları komütasyon aralığında birbirlerine eşit yapılmaya çalışılmış ve bu ölçüde diğer fazdaki komütasyon akım salınımı azaltılmıştır.

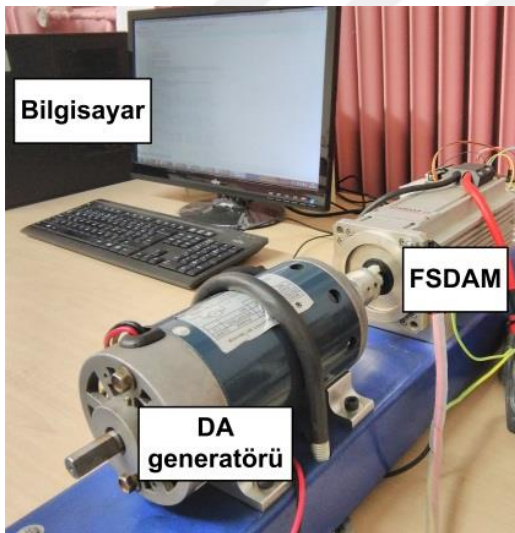
Motorun harekete başladığı ilk anda komütasyon açısının olabildiğince küçük değerde olması arzu edilen bir durumdur çünkü düşük hızlarda komütasyon akım salınımının varlığı söz konusu değildir. α ’nın ilk anda büyük bir değer alması sabit bir denetim akımında faz akımının etkin değerinin düşmesine ve buna paralel olarak motorun başlangıç momentinin azalmasına neden olur. Her çalışma durumunda mümkün olan en küçük α açısıyla çalışma şartı amaç fonksiyonuna ikinci terimin eklenmesiyle sağlanmıştır.



Şekil 5.8. Motor çalışma durumuna göre komütasyon açısı α ’nın zamana göre değişim eğrisi

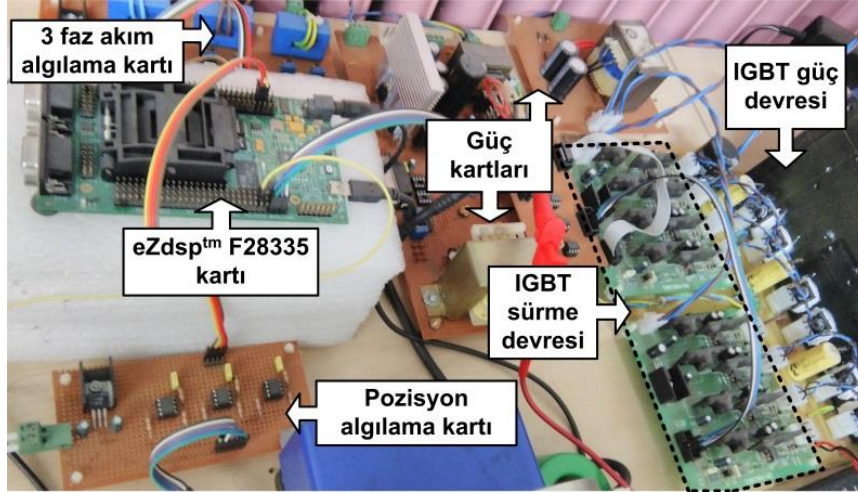
5.2. Uygulama Sonuçları

Benzetim çalışmalarından sonra sistemin uygulama devresi gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar bu bölümde verilmiştir. Texas Instrument firmasının TMS320F28335 32-bit kayan noktalı Sİİ'si kullanılarak gerçekleştirilen uygulamada yazılım dili olarak ANSI C tercih edilmiştir. Evirici hat geriliminin DA 200 V olarak ayarlandığı uygulama esnasında motorun mekanik hızı her 10 ms'de hesaplanmıştır. BMK ve 12-bit analog sayısal dönüştürücünün kesme yordamları sırayla 200 Hz ve 50 kHz periyotlarla çalıştırılmıştır. Histerisiz band genişliği 0,23 A olarak ayarlanmıştır. Akım döngüsünün içerisinde akım algılayıcıdan elde edilen gerçek üç faz akım değerleri okunduktan sonra referans akım düzenleyici ile üretilen referans değerleriyle karşılaştırılmış ve buna göre evirici anahtarlama sinyalleri oluşturulmuştur. Eviricinin bir bacağına bulunan anahtarların aynı zamanda iletim durumlarından kaynaklı DA güç kaynağının kısa devre olmasını önlemek için anahtarlama sinyalleri arasında 7µs'lik gecikme oluşturulmuştur. Resim 5.1'de FSDAM sürme sistemi donanımının uygulama görüntüsünün fotoğrafı verilmiştir.



(a)

Resim 5.1. FSDAM sürme sistemi donanımının uygulama görüntüsü (a) FSDAM'ın DA generatörü ile bağlantısı (b) Kontrol ve güç devreleri



(b)

Resim 5.1.(devam) FSDAM sürme sistemi donanımının uygulama görüntüsü
(a) FSDAM'ın DA generatörü ile bağlantısı (b) Kontrol ve güç devreleri

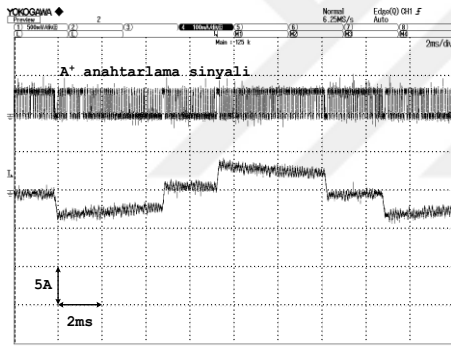
Hem geleneksel yöntem hem de önerilen yöntem ile FSDAM uygulama aşamasında 10 farklı durumda ayrı ayrı çalıştırılmıştır. Bu durumlar aşağıda verilmiştir.

1. 3 A denetim akımı ve 1000 d/d hız
2. 3,25 A denetim akımı ve 2000 d/d hız
3. 4 A denetim akımı ve 2500 d/d hız
4. 4,5 A denetim akımı ve 2500 d/d hız
5. 4,5 A denetim akımı ve 2750 d/d hız
6. 5 A denetim akımı ve 3000 d/d hız
7. 4 A denetim akımı ve 3250 d/d hız
8. 5 A denetim akımı ve 3250 d/d hız
9. 6 A denetim akımı ve 3250 d/d hız
10. 7 A denetim akımı ve 3250 d/d hız

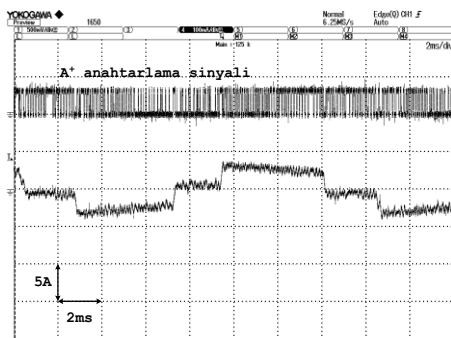
Uygulamada motorun a faz akımı, b faz akımı ve a fazına ait anahtarlama sinyali eğrileri elde edilmiştir. Motor faz akımlarının ölçülmesi için kullanılan akım problarının dönüştürme oranları 100 mV/A değerindedir ve osiloskobun ilgili kanalının dikey eksen ölçek değeri 500 mV/div şeklindedir. Eğrilerin elde edilmesinde Yokogawa marka DLM4038, 8 kanal sayısal osiloskop kullanılmıştır.

Şekil 5.9’da ilk olarak motorun 1000 d/d ve 3 A denetim akımı ile geleneksel ve önerilen yöntem ile çalıştırılması sonucu elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Sİİ içerisinde denetim akımı değeri ayarlandıktan sonra uygulama esnasında DA generatöre bağlı olarak yük direnci değiştirilerek motorun istenen hızda çalışması sağlanmıştır.

Uygulama sonuçlarına göre iki yöntemde de motorun gerçek akımı 120° kare dalga referansı yakından izlemiş ve düşük hızda AA uyarım ile komütasyonun dışında kalan faz akımının denetimi sağlandığından iki yöntemde de akım dalga şekillerinde komütasyon akım salınımı görülmemiştir. Faz akımlarının maksimum değeri istenilen sevedir. Bu çalışma durumu için BMK’den elde edilen komütasyon açısı 0,008 radyandır. Komütasyon açısının bu kadar küçük olmasından dolayı önerilen yaklaşımda motor akımı geleneksel olduğu gibi dikdörtgen biçimindedir. Anahtarlama sinyalleri incelendiğinde ortalama anahtarlama frekansı iki durumda da 9 kHz olarak elde edilmiştir.



(a)

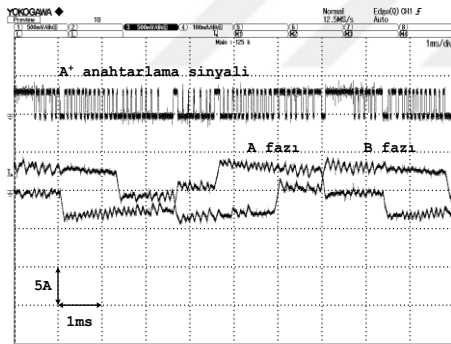


(b)

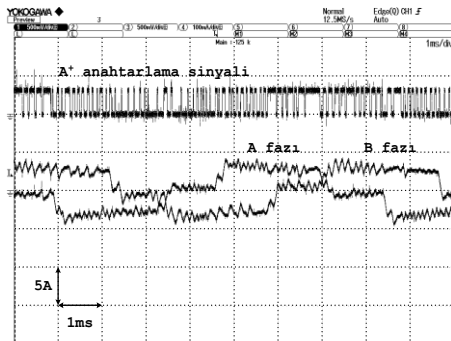
Şekil 5.9. 3A denetim akımı ve 1000 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen

Şekil 5.10'da motorun 2000 d/d hız ve 3,25 A denetim akımı ile geleneksel ve önerilen yöntem ile çalışması esnasında elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Böylece hız ve denetim akımındaki artışın motor akımına ve anahtarlama frekansına olan etkisi incelenmiştir. Yük momenti motorun istenen hızda çalışması için gerekli olan değerine ayarlanmıştır.

Uygulama sonuçlarına göre motorun gerçek akımı üretilen referans akımları izlemiş, bu çalışma durumu için akım dalga şekillerinde komütasyon akım salınımı görülmemiştir. Referans akımlar geleneksel yaklaşımda klasik dikdörtgen biçimindeyken önerilen yaklaşımda artan komütasyon açısından dolayı daha çok trapezoidal olarak değişmektedir. Faz akımlarının maksimum değeri istenilen sevedir. Bu çalışma durumu için BMK'den elde edilen komütasyon açısı 0,07 radyandır. Önceki çalışma durumuna göre komütasyon açısındaki artışın nedeni motor hızı ve denetim akımındaki artıştır. Anahtarlama sinyalleri incelendiğinde ortalama anahtarlama frekansı geleneksel yaklaşımda 7,33 kHz, önerilen yaklaşımda 8 kHz olarak elde edilmiştir.



(a)

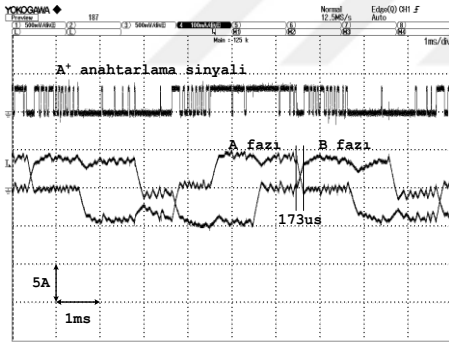


(b)

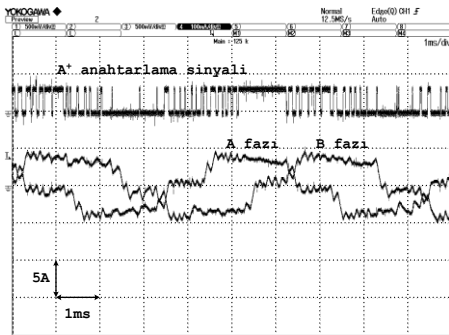
Şekil 5.10. 3,25 A denetim akımı ve 2000 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen

Şekil 5.11’de motorun 2500 d/d hız ve 4 A denetim akımı ile geleneksel ve önerilen yöntem ile çalışması esnasında elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Böylece hız ve denetim akımındaki artışın motor akımına ve anahtarlama frekansına olan etkisi incelenmiştir. Denetim akımının artışına paralel olarak DA generatör yükü artırılarak motorun istenen hızda çalışması sağlanmıştır.

Motor hızının artmasıyla birlikte geleneksel yöntemde akım denetleyicileri doymaya başladığından, komütasyona uğrayan faz akımlarının yükselme ve düşme süreleri arasında uyuşmazlık oluşmuştur. Bunun sonucu olarak, diğer fazda komütasyon akım salınımı meydana gelmiştir. Önerilen yöntemde komütasyon açısı ayarlanarak komütasyona uğrayan faz akımlarının değişim oranları, başka bir deyişle yükselme ve düşme süreleri arasındaki uyuşmazlık ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır. Bu sayede diğer faz akımında meydana gelen salınım önemli derecede azaltılmıştır. Bu çalışma durumu için komütasyon açısı 0,18 radyandır. Anahtarlama sinyalleri incelendiğinde ortalama anahtarlama frekansı geleneksel yaklaşımda 4,83 kHz, önerilen yaklaşımda 5,16 kHz olarak elde edilmiştir.



(a)

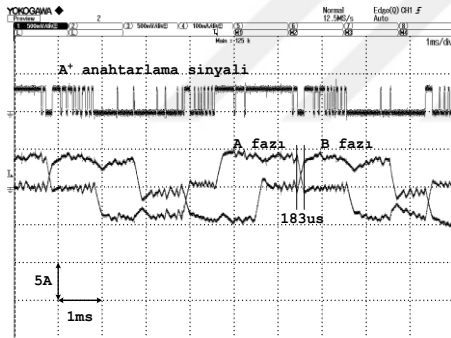


(b)

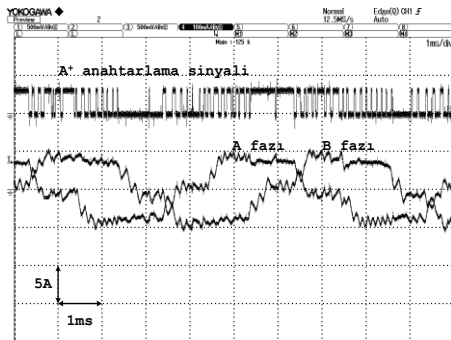
Şekil 5.11. 4 A denetim akımı ve 2500 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen

Şekil 5.12’de motorun 2500 d/d hız ve 4,5 A denetim akımı ile geleneksel ve önerilen yöntem ile çalışması esnasında elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Şekil 5.11’deki duruma göre belli bir hızda denetim akımı değeri artırıldığında anahtarlama frekansı ve faz akımı tepkileri incelenmiştir.

Uygulama sonuçlarına göre geleneksel yöntem ile elde edilen faz akımı dalga şekillerinde komütasyon akım salınımı görülmüştür. Denetim akımının artışıyla birlikte komütasyon süresi artmış ve bu sürede devreden çıkarılan faz akımı sıfıra düşmüş ancak devreye alınan faz akımı referans değerine ulaşamamıştır. Önerilen yöntemde kullanılan BMK komütasyon açısını belirli bir oranda artırarak komütasyona uğrayan faz akımlarının toplamını sıfırda tutmaya çalışmıştır. Bu sayede diğer faz akımında meydana gelen salınım başarılı bir şekilde azaltılmıştır. Bu çalışma durumu için BMK’den elde edilen komütasyon açısı 0,213 radyandır. Anahtarlama sinyalleri incelendiğinde ortalama anahtarlama frekansı geleneksel yaklaşımda 4,67 kHz, önerilen yaklaşımda 5,16 kHz olarak elde edilmiştir.



(a)

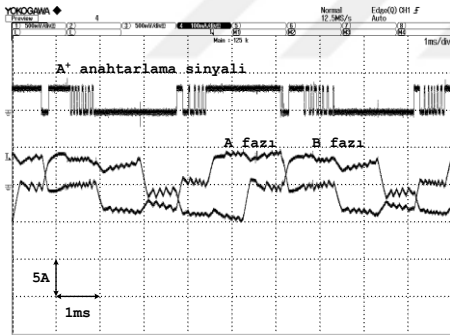


(b)

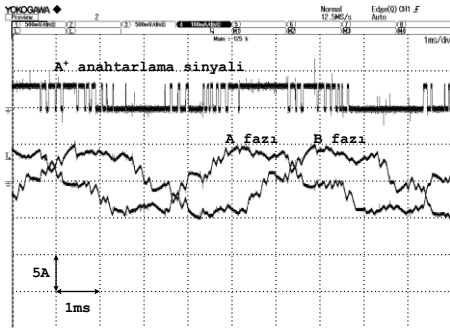
Şekil 5.12. 4,5 A denetim akımı ve 2500 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen

Şekil 5.13’de motorun 2750 d/d hız ve 4,5 A denetim akımı ile geleneksel ve önerilen yöntem ile çalışması esnasında elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. Motor hızındaki artışla birlikte geleneksel yöntemde akım denetiminin kaybolduğu bu çalışmada önerilen yaklaşımın performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

Uygulama sonuçlarına göre anahtarlama sinyalleri incelendiğinde geleneksel yöntemde anahtarın elektriksel periyodun $\frac{1}{2}$ ’sinde 120° boyunca iletimde kaldığı, referans akım değerinin sıfır olduğu durum haricinde akım denetiminin kaybolduğu görülmektedir. Komütasyon süresinin $\pi/3\omega_r$ değerinden büyük olduğu bu çalışmada komütasyon akım salınımının güçlü olduğu görülmektedir. Geleneksel yöntem ile önerilen yöntemde elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında önerilen yöntemin bu çalışma durumu için iyi bir performans sağladığı görülmüştür. Öyle ki komütasyon akım salınımı azaltılmış ve motor akımı maksimum değerinin denetim akımı değerine daha yakın olduğu görülmüştür. Bu çalışma durumu için komütasyon açısı 0,254 radyan, ortalama anahtarlama frekansı geleneksel yaklaşımda 2,75 kHz, önerilen yaklaşımda 4,03 kHz olarak elde edilmiştir.



(a)

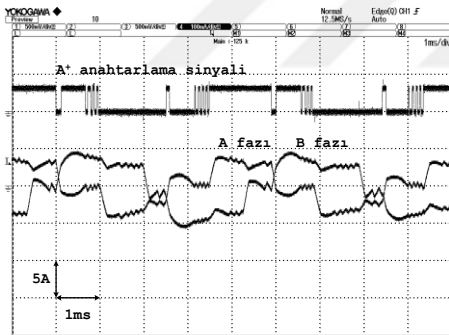


(b)

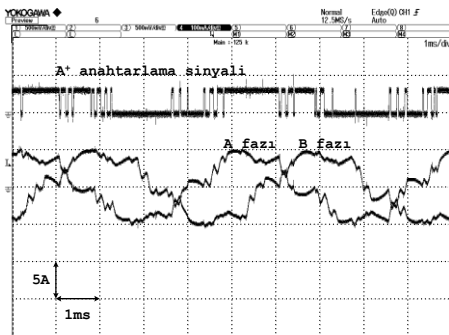
Şekil 5.13. 4,5 A denetim akımı ve 2750 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen

Şekil 5.14’de motor hızı 3000 d/d ve denetim akımı 5 A iken elde edilen uygulama sonuçları verilmiştir. 186,7 V olarak hesaplanan motor fazlar arası zıt emk’nin maksimum değerinin evirici hat gerilimine çok yakın olduğu bu çalışmada önerilen yaklaşımın yüksek hızlı çalışmadan ne derece etkilendiği incelenmiştir.

Uygulama sonuçlarına göre motorun geleneksel yöntem ile çalışması esnasında motor faz akımlarının ideal dikdörtgen biçimindeki dalga formundan önemli derecede uzaklaştığı, iki yöntemde de faz akımlarının arzu edilen seviyenin altında kaldığı görülmüştür. Bundan dolayı Şekil 5.13’de verilen durumda olduğu gibi evirici anahtarları aktif oldukları aralığın tamamında iletim durumundadırlar. BMK, komütasyon açısını bu kez daha fazla artırarak motorun gerçek akımlarının üretilen eşit eğimli referans akımları izlemesini sağlamaya çalışmış ve bu ölçüde diğer faz akımındaki düşüş önemli derecede azaltılırken akımın istenen seviyeye daha yakın bir değerde tutulması sağlanmıştır. Bu çalışma durumu için komütasyon açısı 0,305 radyan, ortalama anahtarlama frekansı geleneksel yaklaşımda 2,0 kHz, önerilen yaklaşımda 2,8 kHz olarak elde edilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 5.14. 5 A denetim akımı ve 3000 d/d için uygulama sonuçları (a) Geleneksel (b) Önerilen

Şekiller 5.9-5.14’de verilen, motorun değişken hız ve değişken denetim akımı ile çalıştırılması esnasında elde edilen uygulama sonuçları değerlendirildiğinde düşük hızlarda geleneksel yöntem ile önerilen yöntemin performansının birbirine çok yakın olduğu, BMK’den elde edilen komütasyon açısı değeri çok küçük olduğundan önerilen yaklaşımdaki motor akımlarının geleneksel 120° kare dalga formunda olduğu görülmüştür. Akım denetiminin aktif olduğu veya evirici doyumunun olmadığı çalışma koşullarında minimum α değeri ile çalışmak evirici verimi için arzu edilen bir durumdur. BMK’nin GA ile çevrimdışı kural tablosu elde edilirken bu durum amaç fonksiyonuna uygun bir şekilde kodlanmıştır.

Hızın artışıyla birlikte komütasyona uğrayan faz sargılarındaki mevcut gerilim değiştiği için devreye alınan faz akımı ile devreden çıkarılan faz akımının eğimleri değişmeye başlamış, bunun sonucu olarak da diğer faz akımında azalma biçiminde komütasyon akım salınımı görülmüştür. Bölüm 2.4.1’de gösterildiği gibi yüksek hızlarda devreden çıkarılan faz sargısı uçlarındaki gerilim, devreye alınan faz gerilimine göre daha büyük olduğundan devreden çıkarılan faz akımı sıfıra düştüğü sürede diğer faz akımının arzu edilen seviyeye çıkamadığı görülmüştür. Önerilen yöntemde her çalışmada BMK’den elde edilen α değerine göre eşit eğimli referans faz akımları üretilmiş ve motorun gerçek akımlarının referans değerleri belli bir band aralığında izlemesi arzulanmıştır. Komütasyon aralığında komütasyona uğrayan faz akımlarının toplamının sıfıra yakın olduğu durumda diğer faz akımındaki düşüş azaltılabilmektedir.

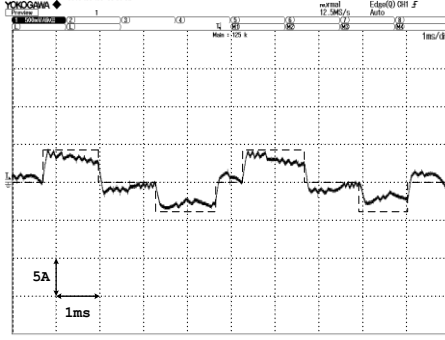
Motor hızı ve denetim akımındaki artışa paralel olarak motor akımlarının referans değerlerinden uzaklaşarak akım denetiminin kaybolduğu gözlemlenmiştir. Özellikle son çalışmada motor akımının sıfırda tutulması güçleşmiştir. Bu şartlarda evirici kıyma işleminden ziyade komütatör olarak çalışmaya başlamıştır. Motor akımlarının geleneksel referans akımları izleyemediği bu durumda BMK komütasyon açısını artırmış ve gerçek akımların trapezoidal biçimde üretilen referans akımları daha iyi izlediği görülmüştür. Anahtarlama sinyallerine bakılarak önerilen yöntemin yüksek hızlarda bile akım denetimine izin verdiği ve böylece hem komütasyon akım salınımının azaltıldığı hem de faz akımı maksimum değerinin denetim akımına daha yakın bir noktada tutulduğu görülmüştür.

FSDAM nominal hızının 1,625 katı olan 3250 d/d hız ve değişken denetim akımları ile çalıştırılmış ve her bir çalışmada faz akımları dalga şekillerine ait uygulama sonuçları Şekil 5.15’de verilmiştir. Denetim akımları sırasıyla 4 A, 5 A, 6 A ve 7 A olarak ayarlanmıştır.

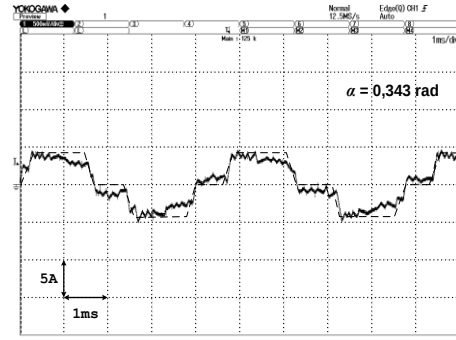
Sayfanın sol tarafında verilen eğriler geleneksel yöntem ile elde edilen sonuçları, sağ tarafında verilen eğriler önerilen yöntem ile elde edilen uygulama sonuçlarını göstermektedir. Evirici doyumunun gerçekleştiği çok yüksek hızlarda faz akımının referans değerinden ne derece saptığını daha iyi göstermek için şekilde referans akım dalga şekilleri kesikli çizgilerle yaklaşık olarak çizdirilmiştir. 3250 d/d rotor hızında 202,26 V olarak hesaplanan motor fazlar arası zıt emk’nin maksimum değerinin evirici hat gerilimi 200 V’dan büyük olduğu bu çalışmada önerilen yöntemin çok yüksek hızlı çalışmadaki performansının test edilmesi amaçlanmıştır.

Uygulama sonuçlarına göre geleneksel yöntemdeki histerisiz band akım denetleyicinin arzu edilen faz akımlarını üretemediği görülmektedir. Çok yüksek hızlarda serbest dönüşüm diyotlarının iletim durumuna geçme eğilimlerinden dolayı geleneksel yöntem ile motorun iki-fazlı şekilde çalışmasının bozulmaya başladığı görülmüştür. Çünkü devreden çıkarılan faz akımının azalarak sıfıra düşmesi ve bu seviyede kalması beklenirken belli bir akım hatasından sonra sıfıra geldiği görülmüştür. Denetim akımı değerinin artırılması bu durumu ciddileştirmiş ve akım dalga şekillerinde daha fazla distorsiyona neden olmuştur. Geleneksel yöntem ile edilen bu sonuçlar önerilen yaklaşımla elde edilen sonuçlarla karşılaştırıldığında her çalışma durumu için önerilen yaklaşımın çok yüksek hızlı çalışmadan daha az etkilendiği söylenebilir. Akım dalga şekillerinin daha düzenli ve kısmi trapezoidal referans akımlara daha yakın oldukları görülmüştür. Her bir denetim akımı için BMK komütasyon açısını gerekli olan değerine otomatik olarak ayarlayarak evirici doyumunu ile bozulan akım denetimi performansını iyileştirmeye çalışmıştır. Bu değerler sırasıyla 0,343 radyan, 0,35 radyan, 0,375 radyan ve 0,405 radyan olarak elde edilmiştir. Komütasyon açısının artmasıyla birlikte kısmi trapezoidal biçimindeki referans akımların sabit olan tepe bölgesi küçüldüğünden motor faz akımlarının düşük anahtarlama frekansından dolayı sinüsoidal dalga şekline benzediği görülmüştür.

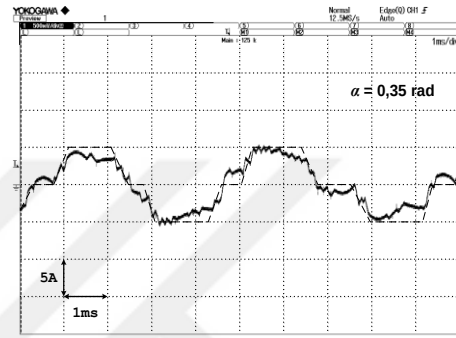
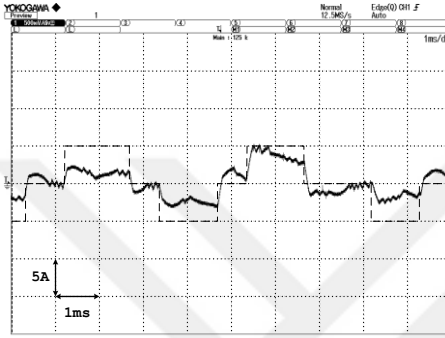
Geleneksel



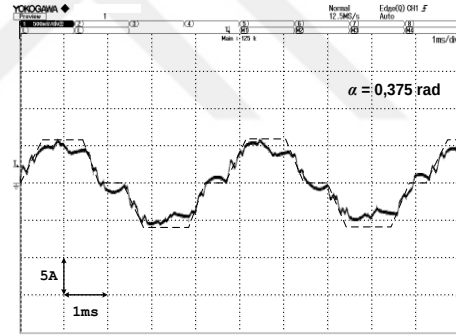
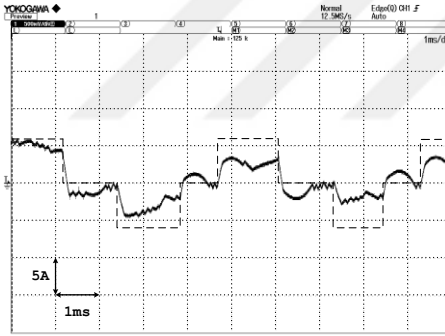
Önerilen



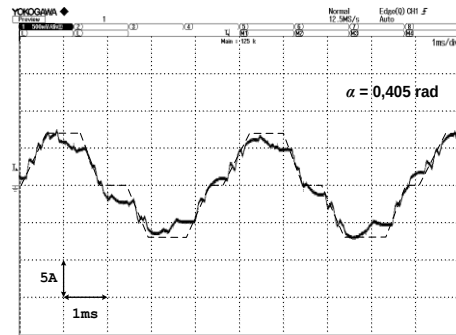
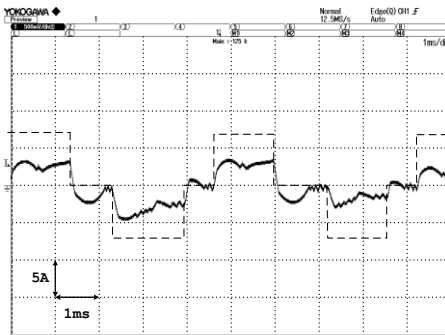
(a)



(b)



(c)



(d)

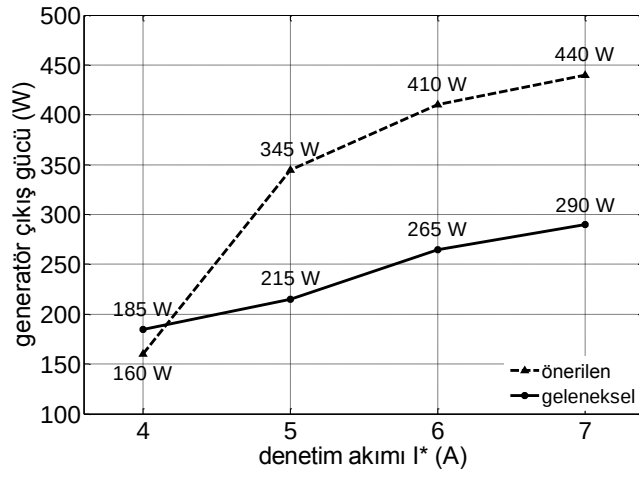
Şekil 5.15. 3250 d/d ve farklı denetim akımı durumlarında uygulama sonuçları (a) $I^* = 4$ A
(b) $I^* = 5$ A (c) $I^* = 6$ A (d) $I^* = 7$ A

FSDAM'ın Şekil 5.15'de verilen akımlarla uyartılması esnasında DA generatörünün çıkış gücü ile evirici giriş gücü ölçülerek FSDAM sürme sisteminin verimi hesaplanmış ve denetim akımına karşılık elde edilen sonuçlar Şekil 5.16'da karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

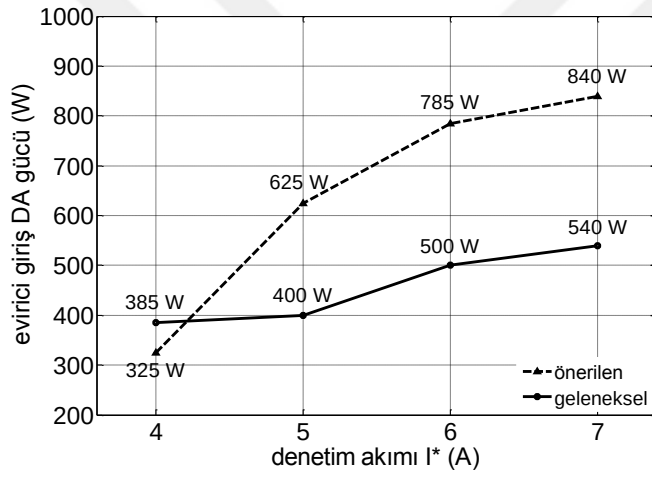
Şekil 5.16(a)'da DA generatörünün çıkış güç eğrileri görülmektedir. Uygulama sonuçlarına göre denetim akımı ile generatör çıkış gücü orantılı değişmiş, denetim akımı arttıkça komütasyon akım salınımı ve doyum etkisinden dolayı güçteki artış miktarı azalmıştır. Güç eğrileri kıyaslandığında, önerilen yöntem ile çıkış gücündeki iyileşmenin dramatik olduğu görülmüştür. Maksimum iyileşme miktarı, denetim akımının 5 A olduğu durumda %60 olarak elde edilmiştir. Komütasyon açısının artması motor akımının etkin değerini düşürdüğü için referans akımla gerçek akım arasındaki akım hatasının düşük olduğu 4 A denetim akımı durumunda generatör çıkış gücü önerilen yöntemde daha düşük çıkmıştır. Ancak aradaki fark denetim akımının artırılmasıyla kolayca kapatılabilir. Belirtilmesi gereken bir başka husus, elde edilen güç değerlerinin motorun gerçek mekanik mil gücü olmamasıdır. Motor çıkış gücü için yük olarak kullanılan DA generatörünün verimi hesaba katılmalıdır. Örneğin generatör verimini 0,75 olarak aldığımızı varsayarsak, denetim akımının 7 A olduğu önerilen yaklaşımda motor çıkış gücü $440 \div 0,75 = 586,7$ W olarak elde edilir. Diğer çalışma akımları için de benzer işlem gerçekleştirilir.

Şekil 5.16(b)'de evirici giriş güç eğrileri görülmektedir. Sürme sisteminin giriş gücü, evirici hat gerilimi ile DA hat akımının çarpılmasıyla elde edilmiştir. Giriş güç eğrileri, çıkış güç eğrileri ile benzer şekilde değişim göstermiş, giriş güçlerinin önerilen yöntemde 4 A çalışma durumu haricinde daha büyük olduğu görülmüştür. Denetim akımının 4 A olduğu durumda giriş gücünün düşük olmasının nedeni çıkış gücü için açıklanan durum ile aynıdır.

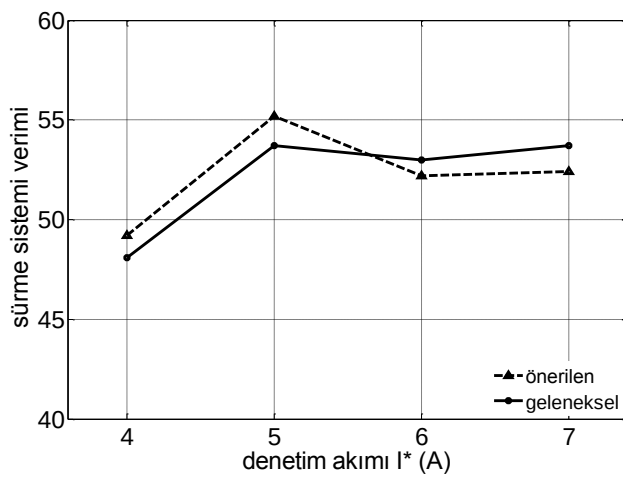
Şekil 5.16(a)'da verilen çıkış güçleri ile Şekil 5.16(b)'de verilen giriş güçleri kullanılarak FSDAM sürme sistemine ilişkin hesaplanan verim değerleri Şekil 5.15(c)'de görülmektedir. Üç fazlı evirici, FSDAM ve DA generatöründen oluşan sistemin verim eğrilerinin %48 ile %55 arasında benzer şekilde değiştikleri görülmektedir. Geleneksel yöntem ile karşılaştırıldığında önerilen yöntemin sistemin çıkış gücünü iyileştirirken verimde ciddi bir düşüşe yol açmadığı görülmüştür.



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.16. 3250 d/d ve farklı denetim akımı durumlarında elde edilen sonuçlar
 (a) Generatör çıkış gücü (b) Evirici giriş DA gücü (c) FSDAM sürme sistemi verimi



6. SONUÇ VE ÖNERİLER

AA uyarımlı FSDAM'ların yüksek hızda çalışmaları esnasında meydana gelen komütasyon akım salınımı, komütasyona uğrayan faz akımlarının eğimleri arasındaki farktan kaynaklandığı için bu eğimlerin birbirine eşit yapıldığı durumda komütasyon akım salınımı yok edilebilmektedir. Bu temel düşünceden yola çıkarak bu tez çalışmasında yeni bir referans akım üretme tekniği ortaya konulmuştur. Referans akım dalga şekilleri eğimlerinin komütasyon aralığında 'komütasyon açısı' olarak adlandırılan bir parametre ile ayarlandığı bu teknikte optimal komütasyon açısı uyarlamalı olarak ilk kez bir bulanık mantık kestiricisi ile elde edilmiştir. Geleneksel 120° dikdörtgen biçimli FSDAM sürme sistemlerine kıyasla ortaya konulan yöntem ile komütasyon akım salınımı azaltılmıştır. Aynı zamanda akım denetiminin tamamen yok olduğu çok yüksek hızlarda sürme sisteminin performansı artırılmış, motor çıkış gücü iyileştirilmiştir.

FSDAM'ın komütasyon akım salınımının azaltılmasına yönelik gerçekleştirilen bundan önceki çalışmalar incelendiğinde çalışmaların DA hat akımının algılanmasına dayalı sürme sistemine yoğunlaştıkları görülmüştür. Bu çalışmada kullanılan AA hat akımının algılanmasına dayalı sürme sisteminde yüksek hızda oluşan komütasyon akım salınımını azaltmaya yönelik çalışma literatürde çok az sayıdadır. Komütasyon akım salınımının azaltılmasıyla ilgili çalışmalar değerlendirildiğinde, çalışmaların komütasyon aralığındaki faz akımı eğimlerinin birbirlerine çeşitli şekillerde eşit yapıldığı ölçüde farklı derecelerde başarılar elde etmişlerdir. Bu başarıların mutlak başarı olup olmadığına karar verirken sürme sistemindeki donanım ihtiyacı, maliyet, denetim karmaşıklığı gibi parametreler göz önünde bulundurulmalıdır.

Tez çalışmasında ilk olarak, FSDAM'ın yapısı ve çalışma prensibi incelendikten sonra zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motorun üç fazlı düzlemde matematiksel modeli çıkartılmıştır. Sinüsoidal dalga formunda zıt emk'ne sahip motor kısmi kare dalga akımlarla sürüleceği için elektriksel momentte oluşacak doğal salınımlar matematiksel olarak incelenmiştir. Ardından motorun çıkış karakteristiğini yakından ilgilendiren faz akımlarının denetim şekilleriyle ilgili detaylı bilgiler verilmiş ve sinüsodal emk'ne sahip motorun doğrudan faz akımı algılamalı denetimde komütasyon analizi gerçekleştirilerek komütasyon aralığında elektriksel momentin değişimi ile ilgili çeşitli sonuçlar

çıkarılmıştır. Elde edilen bulgular hem benzetim hem de uygulama çalışmalarıyla doğrulanmıştır.

İkinci olarak, çalışmanın zeki tarafını oluşturmaları açısından genetik tabanlı bulanık sistemler konu alınmıştır. Bu manada insanın düşünme ve karar verme yeteneğini matematiksel olarak modellemeyi amaçlayan bulanık mantık, insan düşünce tarzının denetim sürecine yansıtılması olarak ortaya çıkan bulanık mantık denetleyiciler ve biyolojik evrim teorisinden esinlenerek ortaya konmuş olan genetik algoritmalar incelenmiştir.

Motor modeli elde edildikten sonra evirici devre ile histerisiz band akım denetleyici tasarımı yapılarak elde edilen modeller motor modeline eklenerek AA uyarımlı FSDAM sürme sistemi için tam bir matematiksel model çıkartılmıştır. Bu model benzetim çalışmaları için C yazılım ortamında kullanılmıştır. Motor akımının kontrol edilebilirliği denetim akımı ile motor hızına bağlı olduğu için komütasyon açısının kestirilmesi bu iki parametreye göre yapılmıştır. Bundan dolayı BMK girişlerinde ölçeklendirilmiş denetim akımı değeri ile motor hızının kullanılması, çıkış değişkenin ise komütasyon açısının olması düşünülmüştür. BMK'nin performansında çok önemli rol oynayan kural tablosu uzman kişinin yardımı olmaksızın genetik algoritma ile belirlenmiştir. Sistemin çeşitli koşullar altında geçici ve kalıcı durum davranışının dikkate alınarak kural tablosunun elde edildiği geleneksel yaklaşımlarda kural sayısı fazla ise bu işlem hem zaman alıcı ve hem de sıkıcıdır. Aynı zamanda sürecin sonunda elde edilen kural tablosunun optimal performans sağlaması garanti edilememektedir. GA ile kural tablosunun optimizasyonuna başlamadan önce bazı varsayımlar yapılmış ve başlangıçta 25 kuraldan oluşan kural tablosu 11 kural ile ifade edilmiştir. Kural tablosundaki her bir kural GA'da 1 ile 5 arasında bir tamsayı ile kodlanmıştır. FSDAM sürme sistemi tam modeli kullanılarak hazırlanan C yazılımında kural tablosu çevrimdışı belirlenirken motorun değişken hız ve değişken yüklü durumdaki faz akımı tepkileri dikkate alınmıştır. Burada optimizasyon işleminin amacı yalnızca bir durum için en iyi kural tablosundan ziyade motor etiketi ile sınırlı farklı çalışma durumları için kabul edilebilir kural tablosunu elde etmektedir. Bunun için popülasyon içerisinde 11 parametre ile kodlanmış kural tabloları algoritmada belli bir süre değişken koşullar altında kullanıldıktan sonra çevrimdışı performansları, tanımlanan bir amaç fonksiyonu yardımıyla değerlendirilmiştir. Çevrimdışı belirleme işlemi

tamamlandıktan sonra elde edilen optimal kural tablosu benzetim ve uygulama çalışmalarında kullanılarak çeşitli koşullar altında test edilmiştir.

FSDAM'ın komütasyon akım salınımının azaltılması için tasarlanan BMK'nin performansının test edilmesi ve geleneksel sürme sistemiyle karşılaştırmalar yapmak için aynı şartlar altında önce benzetim, ardından uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasında C programlama dili kullanmıştır. Uygulamada ise Texas Instruments firması tarafından üretilen ve motor denetim uygulamalarında sağladığı önemli avantajlardan dolayı TMS320F28335 Sİİ tercih edilmiştir. Uygulama programı da C programlama dilinde hazırlanmıştır. Benzetim verileri olarak motorun *a* faz akımı, *b* faz akımı, *a* fazına ait anahtarlama sinyali, *a* fazına ait faz gerilimi ve elektriksel moment eğrisi, uygulama verileri için *a* faz akımı, *b* faz akımı ile *a* fazına ait anahtarlama sinyali eğrileri elde edilmiştir. Ayrıca sürme sisteminin farklı denetim akımı değerlerine karşılık giriş güçleri ile çıkış güçleri ölçülerek verim hesapları yapılmıştır.

Komütasyon akım salınımı geçici çalışma durumundan ziyade kalıcı çalışma durumu ile ilişkili olduğu için çalışmada hız denetimi yapılmamış, motor denetimi program içerisinden girilen sabit denetim akımları ile gerçekleştirilmiştir. Böylelikle hız denetiminin performansından kaynaklanan denetim akımındaki titreşimler sistemde mevcut değildir. Motorun farklı hızlarda çalışabilmesi için denetim akımı ile birlikte FSDAM miline bağlı DA generatör yükü değiştirilmiştir. Her iki yöntem için benzetim ve uygulama aşamasında motor farklı hız ve farklı denetim akımı gibi çeşitli koşullar altında çalıştırılarak komütasyon akım salınımının hangi durumlarda meydana geldiği ve motorun yüksek hızlı çalışmadan ne derece etkilendiği araştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, düşük hızlarda her iki yöntemin benzer performans gösterdiği, hız ve denetim akımındaki artış ile birlikte oluşan komütasyon akım salınımının bu çalışmada ortaya konulan yöntem ile azaltıldığı görülmüştür. Benzer yapıda histerisiz band akım denetleyicisi kullanılmasına rağmen motor akımlarının önerilen yaklaşımda üretilen kısmi trapezoidal biçimdeki referans değerleri daha iyi izlediği gözlenmiş, bundan dolayı motor çıkış gücünde iyileşme sağlanmıştır. Ek olarak, elektriksel moment ile faz akımı farklı büyüklükler olsa da, FSDAM'ın elektriksel çıkış momenti faz akımı ile yakından ilişkilidir. Faz akımının dalga şekli analiz edilerek elektriksel moment eğrisi tahmin edilebilir. Bundan dolayı ortaya konulan çalışmadaki faz akımı dalga şekilleri, geleneksel

yaklaşımına göre daha düzgün yapıda olduklarından elektriksel moment eğrisinin önerilen yaklaşımda daha düzgün olduğu söylenebilir.

Çalışmada komütasyon periyodu BMK'den elde edilen komütasyon açısı ile uyarlamalı ayarlandığından, diğer çalışmalardan farklı olarak çalışmada, komütasyon aralığının algılanması için moment gözleyicisine ve ilave algılama devrelerine ihtiyaç duyulmamıştır. Ayrıca komütasyon süresinin hesaplanması için motor parametrelerine bağlı eşitlikler kullanılmamıştır. Çalışmadaki fikrin temeli, motor çalışma durumuna uyarlamalı referans akım dalga şekillerinin tasarımında yattığı için referans akım değerlerini üretebilmek için çalışmada yüksek çözünürlüklü pozisyon algılayıcısına ihtiyaç vardır. Ayrıca ortaya konulan yaklaşımın başarısı, motor gerçek akımlarının üretilen referans değerleri yakından izlemesine bağlı olduğu için analog sayısal dönüştürücü kesme hızının yeterince yüksek olması, histerisiz band genişliği ile ölü zaman süresinin büyük değerlerde seçilmemesi gerekmektedir. Önerilen yaklaşım FSDAM sürme sisteminde herhangi bir donanım artışına neden olmazken, sistemin karmaşıklığı denetim sistemine yalnızca BMK'nin eklenmesiyle artırılmıştır.

Bu çalışmada BMK'nin kural tablosunun oluşturulmasında genetik algoritmalarından faydalanılmıştır. Bunun yerine yapay zeka tekniklerinden simbiyotik organizmalar algoritması, stokastik fraktal arama algoritması, gri kurt algoritması gibi daha güncel optimizasyon algoritmaları da denenebilir. Aynı zamanda komütasyon açısının kestirilmesinde yapay sinir ağları, sinirsel bulanık mantık gibi teknikler kullanılarak performans karşılaştırmaları yapılabilir.

KAYNAKLAR

1. Jahns, T. M., and Soong, W. L. (1996). Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—a review. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 43(2), 321-330.
2. Üstün, O. (2004). *Sürekli mıknatıslı bir senkron motor hızının bulanık sinirsel ve kayma kipli denetleyicilerle dönüşümlü denetimi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
3. Çelik, E. (2012). *Sürekli mıknatıslı senkron motor hız denetiminin genetik tabanlı bulanık mantık denetleyici ile arayüz destekli simülasyonu*, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
4. Xia, C., Li, Z., and Shi, T. (2009). A control strategy for four-switch three-phase brushless DC motor using single current sensor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 56(6), 2058-2066.
5. Xia, C. L. (2012). *Permanent magnet brushless DC motor drives and controls*. New Jersey: Wiley, 78-100.
6. İnternet: Yedamale, P. Brushless DC (BLDC) motor fundamentals. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fww1.microchip.com%2Fdownloads%2Fen%2FAppNotes%2F00885a.pdf&date=2016-12-29>, Son Erişim Tarihi: 28.11.2015.
7. Song, J. H., and Choy, I. (2004). Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 19(2), 312-319.
8. Kim, J. H., Park, J. S., Youn M. J., and Moon G. W. (2011, May). *Torque ripple reduction technique with commutation time control for brushless DC motor*. Paper presented at the 8th IEEE International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Jeju, Korea.
9. Krause, P. C., Wasynczuk, O., and Sudhoff, S. D. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems* (Second edition). New Jersey: Wiley, 590-591.
10. Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. New Jersey: Prentice Hall, 524-587.
11. Toliyat, H. A., and Gopalarathnam, T. (2001). *The power electronics handbook*. New York: CRC press, 128-132.
12. Yin, S., and Wang, W. (2016). Study on the flux-weakening capability of permanent magnet synchronous motor for electric vehicle. **Mechatronics**, 38, 115-120.
13. Chaithongsuk, S., Nahid-Mobarakeh, B., Caron, J. P., Takorabet, N., and Meibody-Tabar, F. (2012). Optimal design of permanent magnet motors to improve field-weakening performances in variable speed drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 59(6), 2484-2494.

14. Shen, J. X., Zhu, Z. Q., and Howe, D. (2004). Sensorless flux-weakening control of permanent-magnet brushless machines using third harmonic back EMF. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 40(6), 1629-1636.
15. Bozhko, S., Rashed, M., Yeoh, S. S., Yang T., and Hill, C. (2016, April). *Flux weakening control of permanent magnet machine based aircraft electric starter-generator*. Presented paper at the 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Glasgow, UK.
16. Lawler, J. S., Bailey, J. M., McKeever, J. W., and Pinto, J. (2004). Extending the constant power speed range of the brushless DC motor through dual-mode inverter control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 19(3), 783-792.
17. Pedrycz, M. (1995, March). *Fuzzy control engineering: reality and challenges*. Paper presented at the 4th IEEE International Joint Conference on Fuzzy Systems, Yokohama, Japan.
18. Mamdani, E. H., and Assilian, S. (1975). An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. **International Journal of Man-Machine Studies**, 7(1), 1-13.
19. Mamdani, E. H. (1974). Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, 121(12), 1585-1588.
20. Mamdani, E. H. (1976). Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers. **International Journal of Man-Machine Studies**, 8(6), 669-678.
21. Çelik, E., Dalcı, A., Öztürk, N., and Canbaz, R. (2013, May). *An adaptive PI controller schema based on fuzzy logic controller for speed control of permanent magnet synchronous motors*. Paper presented at the 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Istanbul, Turkey.
22. Farnaz, S., and Mohammed Reza, A. T. (2015). Extended fuzzy logic: sets and systems. **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, 24(3), 530-543.
23. Noshadi, A., Shi, J., Lee, W. S., Shi, P., and Kalam, A. (2016). Optimal PID-type fuzzy logic controller for a multi-input multi-output active magnetic bearing system. **Neural Computing and Applications**, 27(7), 2031-2046
24. Öztürk, N., and Çelik, E. (2012). Speed control of permanent magnet synchronous motors using fuzzy controller based on genetic algorithms. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, 43(1), 889-898.
25. Genç, Ç. (2005). *Fırçasız doğru akım motor hız ve konumunun bulanık sinirsel denetleyici ile denetimi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
26. Haupt, R. L., and Haupt, S. E. (2004). *Practical genetic algorithms* (Second edition). New York: Wiley, 15-76.

27. Chen, Z., Yizhi, F., Dongqin, N., and Ning, G. (2016, April). *Transmission power allocation for underwater acoustic multicarrier-CDMA communication networks based on genetic algorithm*. Paper presented at IEEE OCEANS, Shanghai, China.
28. Travis, M. L., Aruldoss, M., and Venkatasamy, P. V. (2016). A genetic bankrupt ratio analysis tool using a genetic algorithm to identify influencing financial ratios. ***IEEE Transactions on Evolutionary Computation***, 20(1), 38-51.
29. Ahn, H., and Kim, K. J. (2009). Bankruptcy prediction modeling with hybrid case-based reasoning and genetic algorithms approach. ***Applied Soft Computing***, 9(2), 599-607.
30. Cordon, O., Herrera, F., Hoffmann, F., and Magdalena, L. (2001). *Genetic fuzzy systems: evolutionary tuning and learning of fuzzy knowledge bases*. Advances in Fuzzy Systems-Applications and Theory Vol.19, New Jersey: World Scientific, 89-100.
31. Gürocak, H. B. (1999). A genetic-algorithm-based method for tuning fuzzy logic controllers. ***Fuzzy Sets and Systems***, 108(1), 39-47.
32. Devaraj, D., and Selvabala, B. (2009). Real-coded genetic algorithm and fuzzy logic approach for real-time tuning of proportional–integral–derivative controller in automatic voltage regulator system. ***IET Generation, Transmission & Distribution***, 3(7), 641-649.
33. Shi, Y., Eberhart, R., and Chen, Y. (1999). Implementation of evolutionary fuzzy systems. ***IEEE Transactions on Fuzzy Systems***, 7(2), 109-119.
34. Homaifar, A., and McCormick, E. (1995). Simultaneous design of membership functions and rule sets for fuzzy controllers using genetic algorithms. ***IEEE Transactions on Fuzzy Systems***, 3(2), 129-139.
35. Arslan, A., and Kaya, M. (2001). Determination of fuzzy logic membership functions using genetic algorithms. ***Fuzzy Sets and Systems***, 118(2), 297-306.
36. Bulut, M., Kurt, M. B., ve Demirtaş, M. (2004). Genetik-bulanık kontrolörün DC motora uygulanması. ***Politeknik Dergisi***, 7(4), 277-283.
37. Li, T. H. S., and Shieh, M. Y. (2000). Design of a GA-based fuzzy PID controller for non-minimum phase systems. ***Fuzzy Sets and Systems***, 111(2), 183-197.
38. Perhinschi, M. G. (2000, November). *Parameter optimization via genetic algorithm of fuzzy controller for autonomous air vehicle*. Paper presented at AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, Dever, CO, USA.
39. Sanchez, E., Shibata, T., and Zadeh, L. A. (1997). *Genetic algorithms and fuzzy logic systems, soft computing perspectives*. Singapore: World Scientific, 58-65.
40. Nettari, Y. and Harmas, M. N. (2015, May). *Genetic algorithm based adaptive fuzzy terminal synergetic DC-DC converter control*. Paper presented at the 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology, Tlemcen, Algeria.

41. Chang-Chien, L. R., Wu, Y.S., and Cheng, J. S. (2011). Online estimation of system parameters for artificial intelligence applications to load frequency control. ***IET Generation, Transmission & Distribution***, 5(8), 895-902.
42. Chin, T. C., and Qi, X. (1998). Genetic algorithms for learning the rule base of fuzzy logic controller. ***Fuzzy Sets and Systems***, 97(1), 1-7.
43. Gao, Q., and He, N. B. (2016, October). *Study on fuzzy classifier based on genetic algorithm optimization*. Paper presented at the 5th International Conference on Electrical Engineering and Automatic Control, Weihai, China.
44. Man, K. F., Tang, K. S., Kwong, S., and Liu, Z. F. (1998). Minimal fuzzy membership and rules using hierarchical genetic algorithms. ***IEEE Transaction on Industrial Electronics***, 45(1), 162-169.
45. Park, Y. J., Cho, H. S., and Cha, D. H. (1995, December). *Genetic algorithm-based optimization of fuzzy logic controller using characteristic parameters*. Presented paper at the International Conference on Evolutionary Computation, Perth, WA, Australia.
46. Yuan, Y., Chang, C., Zhou, Z., and Huang, X. (2015, May). *Design of a single-input fuzzy PID controller based on genetic optimization scheme for DC-DC buck converter*. Paper presented at the 4th International Symposium on Next-Generation Electronics, Taiwan.
47. Cheong, F., and Lai, R. (2000). Constraining the optimization of a fuzzy logic controller using an enhanced genetic algorithm. ***IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics-Part B: Cybernetics***, 30(1), 31-46.
48. Qiau, J., Xuan, H., and Jiang, J. (2005, June). *Improvement of genetic algorithm and its application in optimization of fuzzy traffic control algorithm*. Paper presented at the 1st International Conference on Algorithmic Applications in Management, Xian, China.
49. Huang, H., Jiang, W., Wang, Y., and Wang, L. (2016, May). *Commutation analysis and reducing torque ripple of brushless DC motor based on the coordination transformation*. Paper presented at the 8th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, Hefei, China.
50. Viswanathan, V., and Jeevananthan, S. (2015). 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), 20-32.
51. Xia, C., Xiao, Y., Chen W., and Shi, T. (2014). Torque ripple reduction in brushless DC drives based on reference current optimization using integral variable structure control. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 61(2), 738-752.
52. Lin, Y. K., and Lai, Y. S. (2011). Pulsewidth modulation technique for BLDCM drives to reduce commutation torque ripple without calculation of commutation time. ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 47(4), 1786-1793.

53. Shi, J., and Li, T. C. (2013). New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with minimum commutation time. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 60(6), 2139-2146.
54. Guangwei, M., Hao, X., and Huaishu, L. (2009, November). *Commutation torque ripple reduction in BLDC motor using PWM_ON_PWM mode*. Paper presented at International Conference on Electrical Machines and Systems, Tokyo, Japan.
55. Jang, J. S., and Kim, B. T. (2009, October). *Minimization of torque ripple in a BLDC motor using an improved DC link voltage control method*. Paper presented at the 31st International Telecommunications Energy Conference, Rome, Italy.
56. Pan, C. T., and Fang, E. (2008). A phase-locked-loop-assisted internal model adjustable-speed controller for BLDC motor. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 55(9), 3415-3425.
57. Nam, K. Y., Lee, W. T., Lee, C. M., and Hong, J. P. (2006). Reducing torque ripple of brushless DC motor by varying input voltage. ***IEEE Transactions on Magnetics***, 42(4), 1307-1310.
58. Cao, J., Cao, B., Xu, P., Zhou, S., Guo, G., and Wu, X. (2008, June). *Torque ripple control of position-sensorless brushless DC motor based on neural network identification*. Paper presented at the 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore.
59. Xiao, X., Li, Y., Zhang, M., and Li, M. (2005, November). *A novel control strategy for brushless DC motor drive with low torque ripples*. Paper presented at the 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Raleigh, NC, USA.
60. Kim, D. K., Lee, K. W., and Kwon, B. I. (2006). Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless DC motor drive. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 21(6), 1762-1768.
61. Lu, H., Zhang, L., and Qu, W. (2008). A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 23(2), 950-958.
62. Liu, Y., Zhu, Z. Q., and Howe, D. (2007). Commutation-torque-ripple minimization in direct-torque-controlled PM brushless DC drives. ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 43(4), 1012-1021.
63. Bharatkar, S. S., Yanamshetti, R., Chatterjee, D., and Ganguli, A. K. (2008, December). *Reduction of commutation torque ripple in a brushless DC motor drive*. Paper presented at the 2nd IEEE International Power and Energy Conference, Johor Bahru, Malaysia.
64. Wei, K., Hu, C. S., and Zhang, Z. C. (2006). A novel PWM scheme to eliminate the diode freewheeling of the inactive phase in BLDC motor. ***Frontiers of Electrical and Electronic Engineering China***, 1(2), 194-198.

65. Song, F., Zhou, B., and Wu, X. J. (2008). Novel compensation method to suppress commutation torque ripple for brushless DC motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 23(11), 28-33.
66. Carlson, R., Mazenc, M. L., and Fagundes, J. C. (1992). Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(3), 632-638.
67. Zhang, X. F., Hu, Q. B., and Lu, Z. Y. (2005). Torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a buck converter. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 20(9), 72-81.
68. Shi, T., Guo, Y., Song, P., and Xia, C. (2010). A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor based on DC-DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(10), 3483-3490.
69. Park, S. J., Park, H. W., Lee, M. H., and Harashima, F. (2000). A new approach for minimum-torque ripple maximum-efficiency control of BLDC motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(1), 109-114.
70. Cros, J., Vinassa, J. M., Clenet, S., Astier, S., and Mazenc, M. L. (1993, September). *A novel current control strategy in trapezoidal emf actuators to minimize torque ripples due to phase commutations*. Paper presented at the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, UK:
71. Shanthamoorthy, V., and Swaroopan Jothi, N. M. (2014). 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), 467-476.
72. Yaya, S., and Honghua, W. (2009). Research on reduction of commutation torque ripple in brushless dc motor drives based on fuzzy logic control. *International Conference on Computational Intelligence and Security*, 240-243.
73. Sen, P. C. (1990). Electric motor drives and control past, present and future. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37(6), 562-575.
74. İnternet: Assan Demir ve Sac-Dinamo Sacı (Silisli sac/Motor sacı) URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.assandemir.com%2Furunlerimiz%2Fdinamo.aspx&date=2016-12-29>, Son Erişim Tarihi: 28.11.2015.
75. Dorrell, D. G., Hsieh, M. F., Popescu, M., Evans, L., Staton, D. A., and Grout, V. (2011). A review of the design issues and techniques for radial-flux brushless surface and internal rare-earth permanent-magnet motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9), 3741-3757.
76. Meier, F. (2008). *Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications*. Sweden: Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, 13-14.

77. İnternet: Miknatis Araştırma ve Geliştirme San. Tic. LTD. ŞTİ. URL: <http://www.webcitation.org/query?url=http%3A%2F%2Fwww.miknatis.net%2Fmiknatis%2Ftr%2Furunlerimiz%2F74%2Fseramik-miknatislar-300-oksit&date=2016-12-29>, Son Erişim Tarihi: 28.11.2015.
78. Aydoğdu, Ö. (2006). *Fırçasız doğru akım motorlarının genetik tabanlı bulanık denetleyici ile sensörsüz kontrolü*, Doktora Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
79. Sebastian, T., and Gangla, V. (1996). Analysis of induced EMF and torque waveforms in a brushless permanent magnet machine. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 32(1), 195-200.
80. Gürdal, O. (2015). *Elektrik makinalarının tasarımı*. Bursa: Orhangazi Üniversitesi Yayınları, 190-191.
81. Mohan, N., Undeland, T. M., and Robbins, W. P. (2007). *Güç elektroniği-çeviriciler, uygulamalar ve tasarım*. (Çev. N. Tuncay, M. Gökaşan ve S. Boğosyan). İstanbul: Literatür Yayıncılık Dağıtım. (Eserin orijinali 2003’de yayımlandı), 468-469.
82. Hoang, L. H., Robert, P., and Rene, F. (1986). Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 22(4), 748-755.
83. Application Note of Renesas Electronics Corporation. (2010). *Driving of a 3-phase BLDC motor by 120-Degree trapezoidal wave commutation using HALL sensors*. Tokyo, Japan: Renesas Electronics.
84. Becerra, R. C., Jahns, T. M., and Ehsani, M. (1991, March). *Four-quadrant sensorless brushless ECM drive*. Paper presented at IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, TX, USA.
85. Kim, K. H., and Youn, M. J. (2002). DSP-based high-speed sensorless control of a brushless DC motor using a DC link voltage control. **Electric Power Components and Systems**, 30(9), 889-906.
86. Elmas, Ç. (2003). *Bulanık mantık denetleyiciler-kuram, uygulama, sinirsel bulanık mantık*. Ankara: Seçkin Yayıncılık, 15-50.
87. Cordon, O., Gomide, F., Herrera, F., Hoffmann, F., and Magdalena, L. (2004). Ten years of genetic fuzzy systems: current framework and new trends. **Fuzzy Sets and Systems**, 141(1), 5-31.
88. Kosco, B. (1992). *Neural networks and fuzzy systems-a dynamical system systems approach to machine intelligence*. New Jersey: Prentice Hall, 125-130.
89. Sugeno, M., and Yasukawa, T. (1985). An introductory survey of fuzzy control. **Information Sciences**, 36(1-2), 59-83.
90. Yager, R. R., and Filev, D. P. (1995). *Essentials of fuzzy modelling and control*. New York: Wiley, 100-118.

91. Kaynak, O., ve Armağan, G. (1992). Süreç denetiminde yeni bir yaklaşım: bulanık mantık. **Otomasyon Dergisi**, 74-32.
92. Sous, G. C. D., and Bose, B. K. (1994). A fuzzy set theory based control of a phase controlled converter DC machine drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30(1), 34-44.
93. Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. **Information and Control**, 8(3), 338-353.
94. Lin, C. T., and George Lee, C. S. (1996). *Neural fuzzy systems: a neuro-fuzzy synergism to intelligent systems*. New Jersey: Prentice Hall, 215-248.
95. Goldberg, D. E. (1989). *Genetic algorithms in search, optimization and machine learning*. USA: Addison-Wesley, 100-117.
96. Holland, J. H. (1975). *Adaptation in natural and artificial systems*. USA: University of Michigan Press, 87-100.
97. Montazeri-Gh, M., Poursamad, A., and Ghalichi, B. (2006). Application of genetic algorithm for optimization of control strategy in parallel hybrid electric vehicles. **Journal of the Franklin Institute**, 343(4), 420-435.
98. Yusof, R., Rahman, R. Z. A., Khalid, M., and Ibrahim, M. F. (2011). Optimization of fuzzy model using genetic algorithm for process control application. **Journal of the Franklin Institute**, 348(7), 1717-1737.
99. Yiğit, Tuncay. (2005). *Anahtarlamalı relüktans motorun genetik uyarlamalı denetleyici ile hız denetiminin gerçekleştirilmesi*, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
100. Çelik, E., ve Öztürk, N. (2016, 29 Eylül-1 Ekim). *Genetik algoritma tabanlı geliştirilmiş benzetilmiş tavlama algoritması*. Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumunda sunuldu, Düzce.
101. Melanie, M. (1998). *An introduction to genetic algorithms*. London: MIT, 117-118.
102. Öztürk, N., and Çelik, E. (2011). Application of genetic algorithms to core loss coefficient extraction. **Progress In Electromagnetics Research M**, 19, 133-146.
103. Davis, L. (1991). *The handbook of genetic algorithms* (First Edition). New Jersey: Van Nostrand Reinhold, 78-92.
104. Michalewicz, Z. (1996). *Genetic algorithms+data structures=evolution programs* (Third, Revised and Extended Edition). New York: Springer-Verlag, 115-132.
105. Yiğit, T., and Elmas, Ç. (2007). Genetic algorithm based on-line tuning of a PI controller for a switched reluctance motor drive. **Electric Power Components and Systems**, 35(6), 675-691.
106. De Jong, K. A. (1975). *An analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems*, Ph.D. Thesis, University of Michigan, Ann Arbor, USA.

107. Pillay, P., and Krishnan, R. (1990). Control characteristics and speed controller design for a high performance PMSM drive. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 5(2), 151-159.
108. Rahman, M. A., Radwan, T. S., Osheiba, A. M., and Lashine, A. E. (1997). Analysis of current controllers for voltage source inverter. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 44(4), 477-485.
109. Kazmierkowski, M. P., and Malesani, M. (1998). Current control techniques for three phase voltage source PWM converters: a survey. ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, 45(5), 691-703.
110. David, M. B., and Donald, W. N. (1985). Current control of VSI-PWM inverters. ***IEEE Transactions on Industry Applications***, 21(4), 1985.
111. Peng, F., Ye, J., and Emadi, A. (2016). A digital PWM current controller for switched reluctance motor drives. ***IEEE Transactions on Power Electronics***, 31(10), 7087-7098.
112. Poonia, A., and Dey, A. (2016, September). *Space phasor based improved hysteresis current controller for shunt active power filter using 3-level inverter*. Presented paper at the 18th European Conference on Power Electronics and Applications, Karlsruhe, Germany.
113. Biricik, S., and Komurcugil, H. (2016). Three-level hysteresis current control strategy for three-phase four-switch shunt active filters. ***IET Power Electronics***, 9(8), 1732-1740.
114. Berriri, H., Naouar, W., Bahri, I., Slama, I. B., and Monmasson, E. (2012). Field programmable gate array-based fault-tolerant hysteresis current control for AC machine drives. ***IET Electric Power Applications***, 6(3), 181-189.
115. Yun, Y., Gen, M., and Seo, S. (2003). Various hybrid methods based on genetic algorithm with fuzzy logic controller. ***Journal of Intelligent Manufacturing***, 14, 401-419.
116. Bolopioni, A., Jouve, D., and Pacaut, R. (1990). Control of permanent magnets synchronous machines: a simulation comparative survey. ***Applied Power Electronics Conference and Exposition***, 374-383.
117. Irvine, K. R. (2011). *Assembly language for x86 processors* (Sixth edition). New Jersey: Prentice Hall, 183-185.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : ÇELİK, Emre
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 05.12.1987, Düzce
 Medeni hali : Bekâr
 Telefon : 0 (312) 202 87 26
 Faks : 0 (312) 202 89 47
 e-mail : emrecelik@gazi.edu.tr



Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Doktora	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2016
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Eğitimi	2012
Lisans	Gazi Üniversitesi/ Elektrik Öğretmenliği	2009
Lise	Düzce Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi	2004

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2011-Hâlen	Gazi Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2010-2011	Gazi Meslek Yüksekokulu	Öğretim Görevlisi
2009-2010	Gölbaşı Mesleki ve Teknik Anadolu Lisesi	Ücretli Öğretmen

Yabancı Dil

İngilizce

Hobiler

Kitap okuma, Tiyatroya gitme, Otomobil sporları



GAZİ GELECEKTİR..