ÇANKIRI KARATEKİN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SABİT MIKTANISLI SENKRON MOTORUN BULANIK ANAHTARLAMA YAKLAŞIMI İLE VEKTÖREL DENETİMİNİN İNCELENMESİ

Didem KORKMAZ

ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ÇANKIRI
2022

Her hakkı saklıdır

TEZ ONAYI

Didem KORKMAZ tarafından hazırlanan **"Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Anahtarlama Yaklaşımı ile Vektörel Denetiminin İncelenmesi"** adlı tez çalışması 22/04/2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Çankırı Karatekin Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Danışman **:** Dr. Öğr. Üyesi Göksu GÖREL

Jüri Üyeleri **:**

Başkan **:** Doç. Dr. Nihat DALDAL.
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Abant İzzet Baysal Üniversitesi

Üye **:** Dr. Öğr. Üyesi Göksu GÖREL
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Çankırı Karatekin Üniversitesi

Üye **:** Dr. Öğr. Üyesi Mustafa TEKE
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Çankırı Karatekin Üniversitesi

Yukarıdaki sonucu onaylarım

Prof. Dr. İbrahim ÇİFTÇİ

Enstitü Müdürü

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ

Çankırı Karatekin Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğine göre hazırlamış olduğum **"Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Anahtarlama Yaklaşımı ile Vektörel Denetiminin İncelenmesi"** konulu tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın hazırlık, veri toplama, analiz ve bilgilerin sunumu olmak üzere tüm aşamalarında bilimsel etik ilke ve kurallara uygun davrandığımı, tezin içerdiği yenilik ve sonuçları başka bir yerden almadığımı, tezde kullandığım eserleri usulüne göre kaynak olarak gösterdiğimi, tezin Çankırı Karatekin Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'nden başka bir bilim kuruluna akademik amaç ve unvan almak amacıyla vermediğimi ve bu çalışmanın Çankırı Karatekin Üniversitesi tarafından kullanılan "Bilimsel İntihal Tespit Programı"yla tarandığını, "intihal içermediğini" beyan ederim. Çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun saptanması halinde ortaya çıkacak tüm ahlaki ve hukuki sonuçlara razı olduğumu bildiririm. Çankırı Karatekin Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca gereğinin yapılmasını arz ederim (22/04/2022).

Didem KORKMAZ

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK ANAHTARLAMA YAKLAŞIMI İLE VEKTÖREL DENETİMİNİN İNCELENMESİ

Didem KORKMAZ

Çankırı Karatekin Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Göksu GÖREL

Elektrik motorlarının yüksek performanslı denetimlerini sağlayan vektörel sürücü sistemleri, özellikle elektrikli araç teknolojileri gibi gelişen kullanım alanlarında kritik öneme sahiptir. Malzeme ve güç elektroniği alanında yaşanan gelişmelere paralel olarak, yeni tip motorların kullanılması ile birlikte, yolcu ve yük taşımacılığı alanında daha da popüler olan elektrik motorları, özellikle fırçasız motor teknolojisinin gelişimi ile kullanım alanını genişletmektedir. Fırçasız motorlar sınıfında yer alan Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar, küçük boyutlarda olmalarına rağmen benzer boyutlardaki geleneksel motorlara oranla daha fazla moment üretebilme yeteneklerine sahiptirler. Bu özelliklerinin maksimum oranda öne çıkarılabilmesi için, motorun denetim yapısının da uygun belirlenmesinin önemi büyüktür. Vektörel sürücü sistemlerinin hızlı dinamik tepkisi ve görece basit yapıları sayesinde kullanım alanları artmaktadır. Bu çalışmada, sabit mıknatıslı senkron motorun vektörel denetiminde, bulanık tabanlı anahtarlama stratejisini içeren yeni bir yaklaşım önerilmektedir. Önerilen bu yaklaşımının temelinde, geleneksel denetimde kullanılan stator akı vektörü bölgelerinin bulanıklaştırılması yatmaktadır. Bu sayede hata değerleri ve akı vektörünün konumu kullanılarak, optimum anahtarlama durumunun üretilmesi sağlanmıştır. Farklı yük ve hız çalışma senaryoları için simülasyonlar ile test edilen yaklaşımın, çalışma koşullarına göre farklılık göstermekle birlikte, moment dalgalanmalarında yaklaşık % 50 oranında azalma sağladığı tespit edilmiştir.

2022, 65 sayfa

ANAHTAR KELİMELER: Fırçasız motor, Vektörel sürücüler, Motor kontrolü

ABSTRACT

Master of Science Thesis

INVESTIGATION OF VECTORAL CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH FUZZY SWITCHING APPROACH

Didem KORKMAZ

Çankırı Karatekin University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Advisor: Asst. Prof. Dr. Göksu GÖREL

Vector drive systems, which provide high-performance control of electric motors, are critical importance, especially in developing areas of use such as electric vehicle technologies. In parallel with the developments in the field of materials and power electronics, electric motors, which are even more popular in the field of passenger and freight transportation, are expanding their usage area, especially with the development of brushless motor technology, with the use of new types of motors. Permanent Magnet Synchronous Motors, which are in the class of brushless motors, have the ability to produce more torque than conventional motors of similar sizes, despite their small size. In order to bring these features to the fore at the maximum rate, it is of great importance to determine the control structure of the engine appropriately. The usage areas of vector drive systems are increasing thanks to their fast dynamic response and relatively simple structures. In this study, a new approach including fuzzy-based switching strategy is proposed for vector control of permanent magnet synchronous motor. The basis of this proposed approach is the fuzzification of the stator flux vector regions used in conventional control. In this way, it is ensured that the optimum switching state is produced by using the error values and the position of the flux vector. It has been determined that the approach tested with simulations for different load and speed operating scenarios provides a reduction of approximately 50% in torque fluctuations, although it differs according to operating conditions.

2022, 65 pages

Keywords: Brushless motor, Vector driver, Motor control

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR

Tez danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Göksu GÖREL'e rehberliği, anlayışı ve desteği için teşekkür ederim.

Didem KORKMAZ

Çankırı, Nisan 2022

İÇİNDEKİLER

ÖZET i
ABSTRACT ii
ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR iii
İÇİNDEKİLER iv
SİMGELER DİZİNİ vi
KISALTMALAR DİZİNİ vii
ŞEKİLLER DİZİNİ viii
ÇİZELGELER DİZİNİ x
1. GİRİŞ 1
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR 9
2.1 SMSM'de Kullanılan Mıknatıslar 12
2.2 SMSM Türleri 13
2.2.1 Yüzey mıknatıslı SMSM 13
2.2.2 İç rotorlu SMSM 14
2.3 SMSM Matematiksel Modeli 14
2.4 Eksen (Düzlem) Dönüşümleri 17
2.4.1 Clarke transformasyonu 17
2.4.2 Park transformasyonu 18
2.5 SMSM Dönen Eksen Modeli 19
3. VEKTÖREL SÜRÜCÜ SİSTEMLERİ 23
3.1 DTC Temel Yaklaşımı 23
3.2 Optimum Anahtarlama Durumlarının Belirlenmesi 28
3.3 Bölge Belirlenmesi 30
3.4 Temel DTC Sürücü Sistemi 31
4. SMSM DTC İLE DENETİMİ 34
4.1 DTC Sistem Bileşenleri 35
4.1.1 Sabit mıknatıslı senkron motor 35
4.1.2 Gerilim ölçüm bloğu 36
4.1.3 3/2 faz dönüşüm blokları 36
4.1.4 Bulanık mantık tabanlı anahtarlama ünitesi 38

4.2 Geleneksel DTC Simülasyonu 43
4.2.1 Yüksüz çalışma 43
4.2.2 Yüklü çalışma 45
4.3 Bulanık Mantık DTC Simülasyonu 47
4.3.1 Yüksüz çalışma 47
4.3.2 Yüklü çalışma 49
4.4 Tartışma ve Değerlendirme 51
4.4.1 Yüksüz çalışma hız performansı 52
4.4.2 Yüksüz çalışma moment performansı 53
4.4.3 Yüklü çalışma hız performansı 54
4.4.4 Yüklü çalışma moment performansı 55
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 59
KAYNAKLAR 61
ÖZGEÇMİŞ 65

SİMGELER DİZİNİ

B	Sürtünme momenti (Nms/rad)
d,q	Döner eksen düzlem büyüklükleri
e	Hata değeri
i	Akımın ani değeri (A)
J	Atalet momenti (Kg-m2)
L	Endüktans (H)
Lm	Ortak endüktans (H)
Lr	Rotor endüktansı (H)
Ls	Stator endüktansı (H)
p	Motor kutup çifti sayısı
R	Direnç (Ω)
s,r	Stator ve rotora ait büyüklükler
Te	Elektromanyetik moment (Nm)
TL	Yük momenti (Nm)
v	Gerilimin ani değeri (V)
Vdc	DC bara gerilimi (V)
α,β	Sabit eksen düzlem büyüklükleri
θm	Mekanik pozisyon (rad)
θr	Elektriksel pozisyon (rad)
λ	Manyetik akı (wb)
ωe	Senkron açısal hız (rad/s)
ωm	Açısal hız (rad/s)
ωsl	Kayma açısal hızı (rad/s)

KISALTMALAR DİZİNİ

ABB	Asea brown boveri
AC	Alternative current
ASM	Asenkron motor
BM	Bulanık mantık
DC	Direct current
DSP	Digital singal processor
DTC	Doğrudan moment denetimi (Direct Torque Control)
FDAM	Fırçasız doğru akım motoru
FOC	Field oriented control
PI	Oransal integral (Proportional Integral)
PWM	Pulse width modulation
SMSM	Sabit mıknatıslı senkron motor
SVM	Space vector modulation
VSI	Voltage source inverter

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 Elektrik motorlarının sınıflandırılması (Kül 2015) 2
Şekil 2.1 Sinüzoidal ve trapezoidal zıt emk dalga şekilleri 9
Şekil 2.2 SMSM motorun iç yapısı 11
Şekil 2.3 SMSM motor hall sensör yerleşimi 11
Şekil 2.4 Yüzey mıknatıslı fırçasız motor 13
Şekil 2.5 İçten mıknatıslı fırçasız motor 14
Şekil 2.6 SMSM yapısı (içten rotorlu) ve elektriksel eşdeğeri 15
Şekil 2.7 SMSM elektriksel devre modeli 15
Şekil 2.8 Clarke transformasyonu vektörel gösterimi 18
Şekil 2.9 Park transformasyonun vektörel gösterimi 19
Şekil 2.10 dq transformasyonu vektörel gösterimi 20
Şekil 2.11 SMSM dq faz elektriksel eşdeğer devreleri 22
Şekil 3.1 Üç fazlı evirici 24
Şekil 3.2 Evirici anahtar durumları ve oluşan gerilim vektörleri 25
Şekil 3.3 Stator akı vektörü ve evirici anahtarlarının etkisi 25
Şekil 3.4 Stator akısı kontrolü (Menlibar 2009) 26
Şekil 3.5 Gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi 28
Şekil 3.6 Stator akı vektörü ve evirici anahtarlarının olası etkileri 29
Şekil 3.7 Stator akısı uzay vektörünün bölge değişimi 30
Şekil 3.8 DTC sürücü blok diyagramı 33
Şekil 4.1 Sabit mıknatıslı senkron motor DTC için kurulan simülasyon şeması 34
Şekil 4.2 Sistemde kullanılan motor parametreleri 35
Şekil 4.3 Gerilim ölçüm blokları 36
Şekil 4.4 3/2 faz dönüşümleri kurulan alt sistemler 37
Şekil 4.5 Vektör seçici alt sistemi 38
Şekil 4.6 Matlab FIS editörü görünüşü 39
Şekil 4.7 Fuzzy Logic Controller bloğu görünüşü 39
Şekil 4.8 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı 40
Şekil 4.9 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı 41
Şekil 4.10 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı 41
Şekil 4.11 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı 42
Şekil 4.12 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı 42
Şekil 4.13 Motor boş çalışma stator akımları 44
Şekil 4.14 Motor boş çalışma rotor hızı 44
Şekil 4.15 Motor boş çalışma üretilen moment 45
Şekil 4.16 Motor yüklü çalışma stator akımları 46
Şekil 4.17 Motor yüklü çalışma hızı 46
Şekil 4.18 Motor yüklü çalışma momenti 47

Şekil 4.19 Motor boş çalışma stator akımları 48
Şekil 4.20 Motor boş çalışma rotor hızı 48
Şekil 4.21 Motor boş çalışma üretilen moment 49
Şekil 4.22 Motor yüklü çalışma stator akımları 50
Şekil 4.23 Motor yüklü çalışma hızı 50
Şekil 4.24 Motor yüklü çalışma momenti 51
Şekil 4.25 Yüksüz çalışma hız performansları 52
Şekil 4.26 Yüksüz çalışma moment performansları 53
Şekil 4.27 Yüklü çalışma hız performansları 55
Şekil 4.28 Yüklü çalışma moment performansları 56
Şekil 4.29 5 Nm referansı için moment eğrileri 57

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 SMSM DC motor ve asenkron motor karşılaştırması 10
Çizelge 3.1 Eviricide anahtarlamaların akı ve moment üzerine etkisi 29
Çizelge 3.2 Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi 31
Çizelge 3.3 Optimum anahtarlama tablosu 32
Çizelge 4.1 Bulanık kurallar tablosu 43

1. GİRİŞ

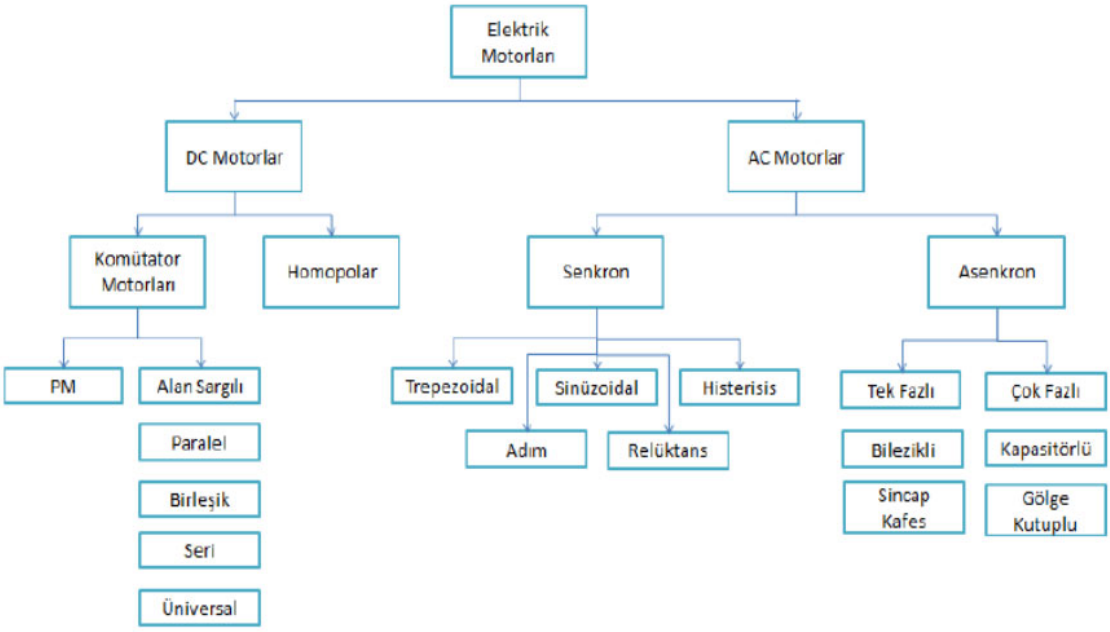
Elektrik enerjisinin temel olarak iki formu alternatif akım (Alternative Current – AC) ve doğru akım (Direct Current – DC) vardır ve bu formlarının enerjinin üretim, iletim ve dağıtımında ortaya çıkan uzun bir geçmişi olduğu söylenebilir. Geçmişten süregelen bu rekabet günümüzde elektrik motorları yönüyle, enerjinin tüketim tarafında da kendini göstermektedir.

En temel kavram boyutu ile bir elektrik motoru, elektrik enerjisinin hareket enerjisine dönüştüren elektrik makinesi olarak tanımlanabilir. Bu dönüşümün fiziksel ve elektriksel karakteristiği, motorun kullanılacağı sistemin performansını doğrudan etkileyeceği için, hareketli sistemlerde kullanılacak olan motorunun seçimi, sistem dinamiği açısından son derece önemlidir. Bununla birlikte elektriksel tahrikli sistem tasarımında motor seçiminin sistemin maliyeti, verimliliği, dayanıklılığı, güvenilirliği, güvenli çalışması gibi çok sayıda parametreye doğrudan etkisi olduğu bilinmektedir.

Elektrik enerjisinin formu yönü ile sınıflandırılma yapılacak olursa elektrik motorları AC motorlar ve DC motorlar olmak üzere iki temel sınıfa ayrılabilir. Buradan hareketle motor seçiminde dikkate alınması gereken özelliklerden bir diğerinin sistemde kullanılan elektriğin formu olduğu görülmektedir. Her ne kadar, günümüz teknolojisinde, AC sistemlerde DC ya da DC sistemlerde AC motorların kullanılması mümkün olabilse de sistemin verimliliği ve maliyeti gibi unsurlar dikkate alındığında, bunun pek tercih edilen bir tasarım tarzı olmadığı bilinmektedir.

Sistem tasarımcılarının elektrik motoru seçiminde dikkate alacağı diğer parametrelerden bazıları, tasarlanacak sistemin özelliklerine göre ihtiyaç duyulacak olan güç, moment, hız gibi elektriksel ve fiziksel sınırlamalar olacaktır. Bu yönü ile incelendiğinde, orta ve büyük güçlü sistemlerde AC motorların kullanımı öne çıkarken, küçük güçlü sistemlerin tasarımında DC motorların kullanıldığı görülmektedir.

Elektrik motorlarının farklı parametrelere göre sınıflandırılması Şekil 1' de görülmektedir.



Şekil 1.1 Elektrik motorlarının sınıflandırılması (Kül 2015)

Endüstriyel uygulamalar, yapısı itibari ile orta ve yüksek güçlü uygulama sınıfına sokulabilir. Bu sınıf uygulamalar örneklendirilecek olursa, madencilik, demir-çelik, imalat, üretim vb. gibi çok sayıda endüstriyel alan sayılabilir. Geçmişte olduğu gibi günümüzde de bu alanda en yaygın olan motor tipi AC motor sınıfının en popüler üyesi olan asenkron motorlardır.

Asenkron motorların popülaritesini sağlayan ve en çok bilinen avantajları:

- Sağlam yapılı, düşük maliyetli ve bakım gerektirmeyen yapıları
- Yüksek güçte imal edilebilmeleri
- Hız – yük karakteristiklerinin sabite yakın olması
- Sürücü ihtiyaçlarının olmaması (Sabit hız uygulamaları için)

- Tek fazlı ve çok fazlı imal edilebilmeleri

olarak sıralanabilir. Bunun yanında hız kontrollerinin (DC motorlar ile kıyaslandığında) zor olması, kalkınma anında yüksek akım çekmeleri nedeni ile şebekeye olan bozucu etkileri, düşük yük değerlerinde verimlerinin düşük olması ve kalkınma momentlerinin düşük olması gibi dezavantajları vardır. (El Ouanjli *et al*. 2019)

Özellikle 1980'lerden sonra yarıiletken ve mikroişlemci dünyasında meydana gelen hızlı gelişim, günlük hayatımızın pek çok alanında olduğu gibi elektrik motorları alanında da yeni yaklaşımlar ve teknolojilerin gelişimine ön ayak olmuştur. Öncesinde sabit hızlı uygulamalar için asenkron motorlar tercih edilirken, değişken hızlı uygulamalar için hız kontrollerinin kolay olması sebebi ile DC motorlar tercih edilmekte idi. Ancak geleneksel DC motorların sınırlayıcı yapısal dezavantajları (fırça ve komütatör içeren yapıları) nedeni ile kullanım alanlarının kısıtlı ve işletme maliyetlerinin yüksek olduğu motorlardır.

Yeni ve hızlı teknolojilerin geliştirilmesi ile birlikte, asenkron motorların hız kontrollerinin geçmişe oranla daha ucuz maliyetle yapılabiliyor olması, kullanılan motor tipi bakımından, sanayi ve endüstride hızlı bir dönüşüme yol açmış, DC motor kullanımı azalırken, sürücü sistemleri içeren değişken hızlı asenkron motor uygulamaları hızla artmıştır (Niu *et al*. 2016).

Bir diğer önemli değişim ve dönüşüm sürücü sistemleri ve algoritmaları alanında yaşanmıştır. Hızlı ve kapasiteli işlemci ve yazılım dillerinin geliştirilmesi ile birlikte, farklı denetim yapılarının uygulanabilir olması, motorların yüksek performanslı denetimi kavramını ortaya çıkarmıştır. Bu kavram, motorun elektriksel ve dinamik davranışının yükün özelliğine uyarlanabilir olmasını sağlayarak, farklı yük ve hız koşulları için optimum dinamik tepkinin elde edilmesine imkân sağlamıştır.

1980'lerin ikinci yarısında popüler olan vektörel denetim sistemleri, ilk olarak alan yönlendirmeli denetim (Field Oriented Control – FOC) adı ile Blachke tarafında ortaya

atılmış ve daha sonra doğrudan moment denetimi (Direct Torque Control – DTC) adı ile farklı bir vektörel denetim tekniği Depenbrok tarafından başarı ile uygulanmıştır (Wang *et al*. 2021)

DTC, üç faz motor parametrelerinin, birbirine dik ve bağımsız iki faz parametrelerine dönüştürülerek doğrudan denetimini esas alır. Bu sayede, üç fazlı motor akımları, DC motorlarda olduğu gibi alan ve uyartım akımı mantığına yakınsanarak, birbirlerinden bağımsız kontrol edilebilmesine olanak sağlamıştır. Bu iki faz parametreleri, matematiksel olarak motorun akı ve moment bileşenlerine karşılık gelecek şekilde formülize edildiğinden, motorun stator akısı ve momenti birbirinden bağımsız kontrol edilebilmektedir. DTC hakkında detaylı bilgi ilerleyen bölümlerde sunulmuştur.

Her ne kadar başlangıçta asenkron motorlar için önerilmiş olsa da DTC yöntemi pek çok motor ve jeneratörün yüksek performansı denetiminde kullanılmıştır. Literatürde DTC yönteminin fırçasız motorlara, anahtarlamalı relüktans motorlara, çift beslemeli indüksiyon jeneratörlerine uygulamalarını gösteren çok sayıda çalışmaya rastlamak mümkündür.

Bu çalışmanın konusu itibari ile ele alındığında, DTC yöntemi ile motor kontrol algoritmalarının çok geniş bir denetleyici yelpazesi içinde ele alındığı görülmektedir.

Patil *et al.* (2020) yaptıkları çalışmada DTC yönteminin elektrikli araçlarda uygulanmasına yönelik farklı yaklaşımları modelleyen bir yaklaşım üzerinde çalışmışlar, DTC yönteminin farklı denetleyici türlerinde göstermiş olduğu performansı ortaya koymuşlardır.

Pandey *et al.* (2020) üç faz ve beş fazlı asenkron motorlar için DTC yönteminin performans analizini içeren bir çalışma yapmışlar ve sonuç olarak beş fazlı asenkron motor için DTC yönteminin moment tepki performansının daha yüksek olduğunu göstermişlerdir.

Girija and Prince (2014) yaptıkları çalışma ile kayan mod gözlemci kullanarak fırçasız doğru akım motorunda DTC uygulaması gerçekleştirmişler, bu sayede sensörsüz denetimin getirdiği avantajları sisteme entegre edebilmişlerdir.

Dube *et al.* (2020) bir asenkron motorun denetimi için DTC yöntemini test ettikleri çalışmalarında, dört anahtarlı üç fazlı evirici kullanımını önermişler, daha hızlı moment tepkisi, yüksek kararlılık ve artırılmış dinamik performansı elde ettiklerini belirtmişlerdir.

Mohan *et al.* (2021) sabit mıknatıslı senkron motorun iki farklı DTC yaklaşımı ile performansını test ettikleri çalışmaları ile, geleneksel DTC ve uzay vektör modülasyonu temelli DTC yöntemlerini karşılaştırmışlardır. Amper başına maksimum moment analizi kriterine göre yaptıkları karşılaştırmaları sunmuşlardır.

Mars *et al.* (2018) yaptıkları çalışma ile fırçasız doğru akım motorunun DTC ile denetiminde 3 seviyeli evirici kullanmışlardır. Farklı anahtarlama stratejilerinin karşılaştırıldığı çalışmada farklı stratejilerin farklı alanlarda etkilerini ortaya koymuşlardır.

Fahassa *et al.* (2018) asenkron motorların DTC denetiminde yapay sinir ağı tabanlı bulanık denetleyici yapısını önermişler, bu yapıyı ikili gözlemleyici ile test etmişlerdir. Ayrıca akı bileşenlerinin tespitinde Kalman filtresi yaklaşımı üzerine çalışmışlardır. Sonuçta geniş bir operasyon aralığında motor performansının arttığını belirtmişlerdir.

Yukarıdaki literatür taramasında görülebileceği gibi DTC denetim yönteminin farklı motorlar üzerine etkilerini araştıran çok sayıda çalışma vardır. Bununla birlikte DTC yönteminde yapay sinir ağları, genetik algoritmalar, farklı sürü kolonileri, derin öğrenme teknikleri, bulanık mantık gibi akıllı teknolojilerin denendiği ve başarılı sonuçlar alınan çok sayıda çalışma bulunmakta ve bu çalışmalara her geçen gün yenileri eklenmektedir. Bu noktadan sonra literatür incelemesinde, bu çalışmanın da konusu olan bulanık mantık yaklaşımının üzerinde durulacaktır.

Achalhi *et al.* (2018) yaptıkları bulanık PI dentleyici temelli DTC denetim sistemi çalışmalarında, asenkron motorun performansını araştırmışlardır. Pek çok çalışmada olduğu gibi burada da, motorun moment ve hız performansı test edilmiş, önerilen bulanık tabanlı denetimin motor performansını artırdığı görülmüştür.

Omara *et al.* (2018) içten rotorlu bir sabit mıknatıslı senkron motorun denetimi için önerdikleri DTC yönteminde, çoklu bulanık mantık yaklaşımını önermişlerdir. Birinci bulanık denetleyici DTC yönteminin uygulanmasında kullanılırken ikinci bulanık denetleyici ise motor hızının kontrolünde kullanılmıştır.

Mehedi *et al.* (2019) yaptıkları çalışma ile içten rotorlu bir sabit mıknatıslı senkron motor için bulanık DTC yaklaşımını önermişlerdir. Beş fazlı yapıdaki motorun hız kontrolü önerilen yöntemle gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Shankar *et al.* (2017) fotovoltaik beslemeli su pompalama sisteminde kullanılan senkron relüktans motorun denetiminde DTC yöntemini kullandıkları çalışmalarında, yapay sinir ağı bulanık mantık tabanlı denetleyiciyi önermişler, maksimum güç izleme uygulaması da barındıran sistemlerinde DTC denetiminin başarımını test etmişlerdir.

Kakouche *et al.* (2019) yaptıkları çalışmada sabit mıknatıslı senkron motor denetimi için DTC yöntemini benimseyerek, bulanık tabanlı denetleyici ile sistem performansının artırıldığını göstermişlerdir.

Bulanık mantık yaklaşımı kullanılan çalışmalar, sadece denetleyici kısmını içermekle kalmamış, DTC sisteminin farklı süreçlerinde de bulanık mantık yapısının test edildiği çalışmalar bulunmaktadır.

Naik *et al.* (2019) yaptığı çalışmada evirici görev oranını belirlemek için bulanık denetleyici kullanmıştır. Uygulamalı olarak test ettiği çalışmasında asenkron motorun denetimini hibrit görev oranı belirleme süreci ile birlikte çok seviyeli evirici ile destekleyen araştırmacı, tork salınımlarında azalma sağladığını duyurmuştur.

Zahraoui *et al.* (2016) yaptıkları çalışmada yapay sinir ağı tabanlı bulanık mantık denetim sürecini DTC denetleyicinin gözlemleyici katında kullanmışlardır. Luenberger gözlemleyici ve Kalman filtresi gibi adaptasyon süreçlerini de içeren çalışma, akı bileşenlerinin tahmininde başarı sağlamıştır.

Genel anlamda, son dönemde yapılan çalışmalar değerlendirildiğinde DTC sisteminin basit kontrol yapısı sayesinde farklı denetim algoritmalarına kolaylıkla adapte edilebildiği görülmektedir. DTC denetiminin kontrol edilecek motor karakteristiğine göre adaptasyonu gereklidir ve anahtarlama ve gözlemleyici alt işlemleri kontrol edilecek motorun matematiksel modeline göre güncellenmelidir.

Özellikle son yıllarda yenilenebilir enerjiye yönelim ve geleneksel fosil yakıtlardan kaçışla birlikte, yolcu ve yük taşımacılığında her geçen gün popüler olan elektrikli araçlarda kullanılan motor türlerinin önemi ve popülerliği artmaktadır. Buna paralel olarak bu motorların yüksek performanslı ve verimli denetimleri ayrıca önem kazanmaktadır.

Yüksek güç/gövde oranı ile elektrikli araç sektöründe önemli avantaja sahip olan fırçasız motor teknolojisi, DTC gibi hızlı dinamik tepki sunan görece basit yapılı denetim yöntemleri ile denetlendiğinde daha yüksek performanslı denetim sağlanabileceği fikri yeni bir alan olarak araştırmacıların ilgisini çekmektedir.

Bu noktadan hareketle bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron motorun denetiminde DTC yönteminin modellenmesini yapılması amaçlanmıştır. Geleneksel DTC denetleyici ve bulanık mantık denetleyici ile denetim modelleri ile denetlenen orta güçlü bir sabit mıknatıslı senkron motorun, moment ve hız performansları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Elektrikli araçlar gibi yükün ve momentin değişken olduğu sistemlerin modellemesini sağlayabilmek için, sabit hız değişken moment ve değişken hız sabit moment

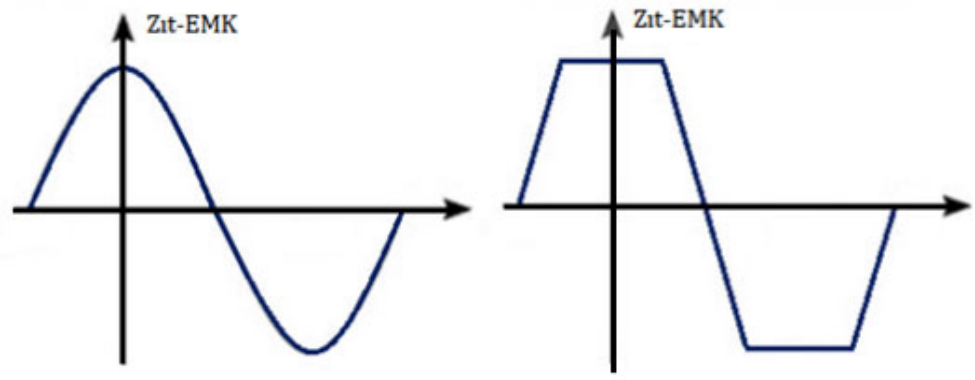
senaryolarında test edilen model ile, farklı çalışma koşulları için önerilen bulanık mantık denetleyici içeren DTC yönteminin başarımı araştırılmıştır.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Geleneksel doğru akım motorlarında, endüvi üzerinde manyetik alan oluşturulması, endüvi sargılarından geçirilen akım ile mümkün olmaktadır. Hareketli bir parça olan endüvi üzerinde bulunan sargılardan akım geçirilebilmesi için kullanılan kolektör ve fırça düzenekleri ise, doğru akım motorlarının en bilinen dezavantajlarını beraberinde getirmektedir ki bu dezavantajların pek çoğunu beraberinde getirmektedir (Semenov *et al.* 2016).

Malzeme ve mıknatıs alanında meydana gelen gelişimi, yüksek manyetik akı üretime kapasitesine sahip mıknatısların keşfini beraberinde getirmiştir. Bu mıknatısların endüvilerin ihtiyacı olan manyetik akıyı üretme kapasitelerine ulaşması ile endüvilerde sargı kullanımı zorunluluğu ortadan kalkmış ve fırçasız motorların kullanımına başlanmıştır.

Fırçasız motorlar, endüktör sargı yerleşimine göre oluşan zıt emk şekline göre isimlendirilmektedir. Zıt emk şekli sinüzoidal olan motorlar fırçasız AC ya da daha geleneksel ismi ile Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak bilinirken, zıt emk dalga şekli trapezoidal olan motorlar ise Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM) motorlar olarak isimlendirilmektedir. Sinüzoidal ve trapezoidal zıt emk dalga şekilleri Şekil 2.1'de de görülmektedir (Albedwi 2020).



Şekil 2.1 Sinüzoidal ve trapezoidal zıt emk dalga şekilleri

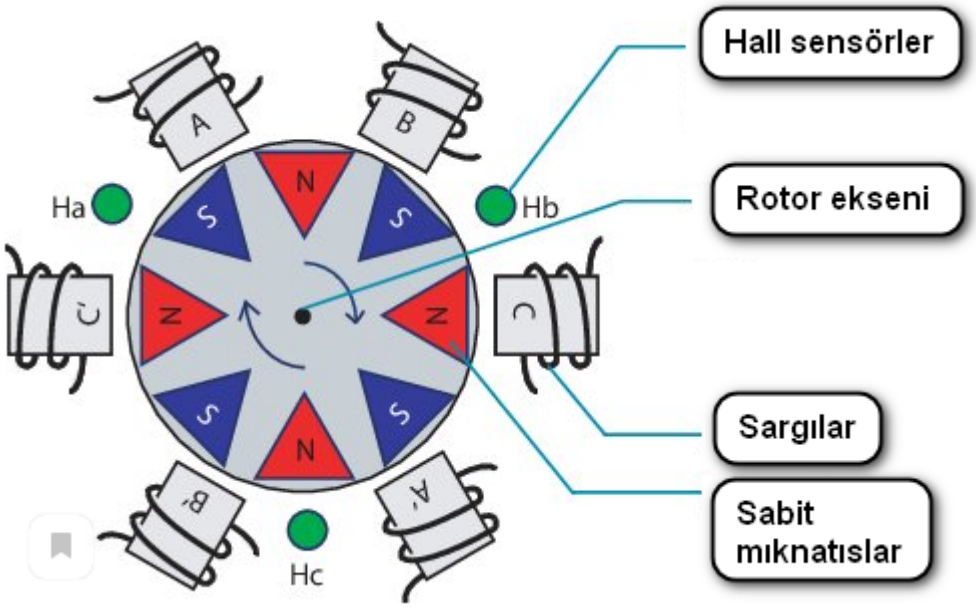
Asenkron motor gibi çok bilinen alternatif akım motorları ile karşılaştırıldığında SMSM'lerin en önemli avantajının yüksek güç/gövde oranı olduğu söylenebilir. Diğer bir deyişle, SMSM gibi fırçasız motorlar, daha küçük boyutlarda daha yüksek moment üretebilme yeteneklerine sahiptir. Asenkron motorlar ve geleneksel doğru akım motorları ile SMSM detaylı karşılaştırması Çizelge 2.1'de verilmiştir (Büyükabalı 2021).

Çizelge 2.1 SMSM DC motor ve asenkron motor karşılaştırması

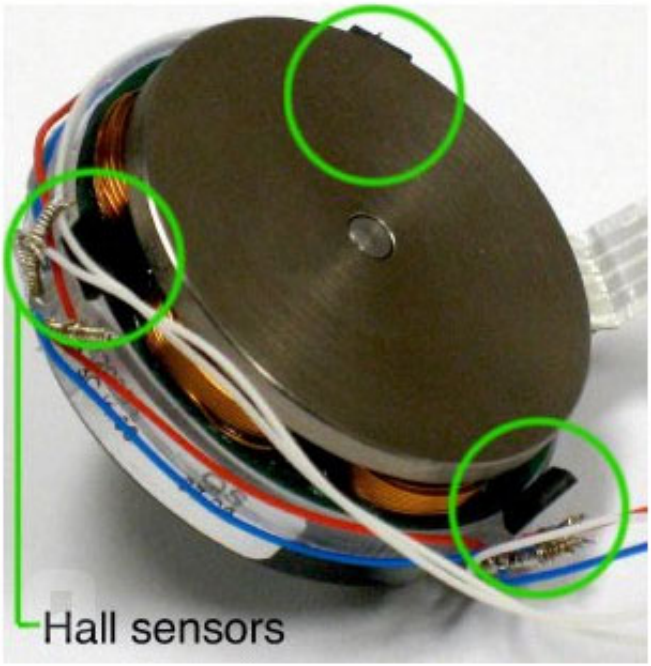
SMSM'nin DC motora üstünlükleri	**SMSM'nin Asenkron motora üstünlükleri**
Sessiz çalışma	Yüksek verimlilik
Dayanıklı yapı	Yüksek güç faktörü
Yüksek hız	Daha yüksek güç yoğunluğu
Güvenli çalışma	Daha iyi ısıl transfer
Daha yüksek güç yoğunluğu	
Daha iyi ısıl transfer	

Tüm dezavantajlarına rağmen asenkron motorlar ile karşılaştırıldığında SMSM motorların bazı önemli dezavantajlarından da bahsetmek gerekir. En önemli dezavantajı yüksek akı yoğunluklu manyetik malzeme kullanımının yol açtığı yüksek üretim maliyetidir. Bununla birlikte SMSM'ler sürücü sistemlerine ihtiyaç duyan motorlardır. Ve yine hassas konum kontrolü gerektiren uygulamalar için rotor konumunun yüksek bir hassaslıkla bilinmesi gerekliliği nedeni ile hall sensörlerin kullanımına ihtiyaç duyulmaktadır.

Şekil 2.2'de bir SMSM motorun iç yapısı ve Şekil 2.3'de gerçek bir motor üzerinde hall sensörlerin yerleşimi görülmektedir (Simpkins and Todorov 2010).



Şekil 2.2 SMSM motorun iç yapısı



Şekil 2.3 SMSM motor hall sensör yerleşimi

2.1 SMSM'de Kullanılan Mıknatıslar

Daha önce bahsedildiği gibi SMSM geliştirilmesinin temelinde gelişen sabit mıknatıs teknolojisi yatmaktadır. Yüksek akı yoğunluğuna sahip mıknatısların keşfedilmesi ile yüksek güç yoğunluğu ve düşük hacim-ağırlık özelliklerinde motorların üretilmeye başlanması mümkün olmuştur.

Manyetik malzemelerin gelişimi 1930'larda kullanılmaya başlanan Al-Ni-Co olarak isimlendirilen Aleminyum-Nikel-Cobalt mıknatıslar ile başlamıştır. Al-Ni-Co mıknatıslar yüksek akı yoğunluğuna sahip olmasına karşın düşük zorlayıcı kuvvete sahiptirler. Ferrit malzemeler olarak isimlendirilen ferrit ve stronsiyum ferrit mıknatıslar ise düşük manyetik akı yoğunluğuna sahipken yüksek zorlayıcı kuvvete sahiptir. Bu özellikleri bu malzemelerin tercih edilmesine sebep olmuştur (Albedwi 2020).

Samaryum-Cobalt 1960'larda geliştirilen bir manyetik malzeme olup, yüksek manyetik akı yoğunluğu ile birlikte yüksek zorlayıcı kuvvete sahiptir. Buna karşın bu malzemenin temin maliyeti yüksek olduğundan savunma ve uzay sanayi gibi yüksek bütçeli uygulamalarda tercih edilmektedir.

Manyetik malzemelerde meydana gelen asıl gelişimin 1983 yılında Nd-Fe-B (Neodim-Demir-Bor) mıknatısların gelişimi ile başlamıştır. Yüksek manyetik enerjiye sahip bu malzemenin maliyeti de oldukça tatminkardır. Neodmiyum ve samaryum nadir toprak elementleri olarak sınıflandırılmasına rağmen Neodim rezervlerinin çok daha fazla olması sebebi ile maliyet olarak avantajlı hale gelmektedir. Bu sayede neodmiyum mıknatıslar popülerlik kazanarak sabit mıknatıslı motor dünyasında kullanılmaya başlanmıştır.

2.2 SMSM Türleri

SMSM'ler mıknatıs içeren parçanın konumuna göre isimlendirilirler. Mıknatıs içeren parça, diğer bir deyişle rotor olarak genellenen motorun hareketli parçası dış kısımda ise yüzey mıknatıslı ya da dış rotorlu, iç kısımda ise içten mıknatıslı ya da iç rotorlu motor olarak adlandırılmaktadır (Yetgin 2020).

2.2.1 Yüzey mıknatıslı SMSM

Hareketli parçanın motorun dış kısmında olduğu yapıdır. Mıknatıslar motor gövdesinde bulunduğundan hareket esnasında motorun gövdesinin döndüğü algısı oluşur. İç kısımda bulunan ve stator olarak adlandırılan kısımda ise endüvi sargıları konumlandırılır. Dönen kısım motorun gövdesi yani ağır kısmından oluştuğu için atalet momentleri yüksektir. Bu sayede ani hız ve moment salınımlarına karşı daha dayanıklıdır. Yapısında tek rulman bulunması nedeni ile görece olarak maliyetin düşüklüğünden bahsedilebilir. Rotorun dış kısımda ve yüksek kütleye sahip olması nedeni ile merkezlenme ve dengeleme problemleri en önemli dezavantajı olarak görülmektedir. Şekil 2.4'de yüzey mıknatıslı fırçasız motor görülmektedir.



Şekil 2.4 Yüzey mıknatıslı fırçasız motor

2.2.2 İç rotorlu SMSM

Geleneksel motor yaklaşımıyla üretilen bu tip motorlarda, mıknatıslar motorun hareket eden iç kısmında yani iç rotor üzerinde konumlandırılmıştır. Motor gövdesi sabit olup endüvi sargıları gövdede bulunur. Yüksek hız ve moment gerektiren uygulamalar için daha uygun olup, özellikle yüksek hızlarda mıknatısların rotora sabitlenmesi ihtiyacı nedeni ile maliyetleri artmaktadır. Şekil 2.5'de iç rotorlu fırçasız motor görülmektedir.

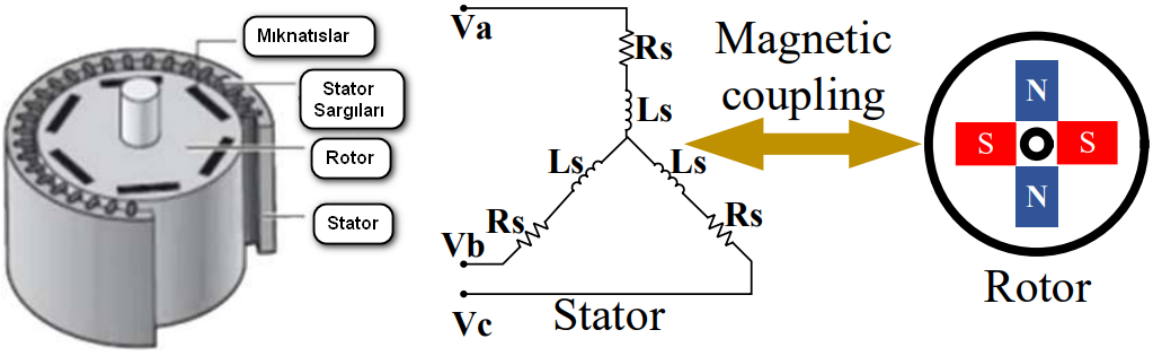


Şekil 2.5 İçten mıknatıslı fırçasız motor

2.3 SMSM Matematiksel Modeli

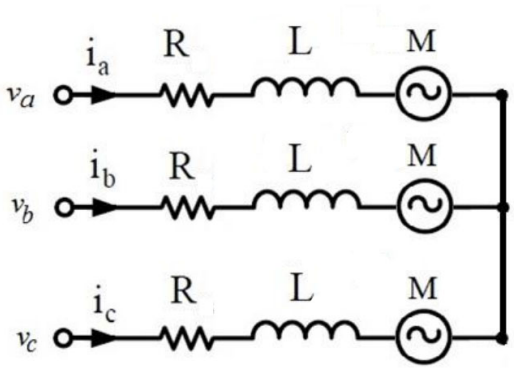
Motor faz sayıları, sargı gruplandırılmasına bağlı olarak belirlenen sayılar olup örneğin üç fazlı motorların sargılarının 3 gruba ayrıldığını göstermektedir. Geleneksel doğrudan yol vermeli motorlar, şebeke formasyonu nedeni ile bir fazlı ve üç fazlı olarak imal edilirken, fırçasız motorlar gibi sürücü ihtiyacı olan motorlarda bu sayının belirlenmesi tamamen kullanım amacının fiziksel ve karakteristik özelliklerine göre belirlenebilir. Bu nedenle, fırçasız motor faz sayıları değişkenlik gösterebilir. Bu çalışmanın konusu üç fazlı endüstriyel kullanım amacı güden bir motor olduğundan matematiksel modelin izahında üç fazlı motor ele alınmıştır.

Üç fazlı bir içten rotorlu SMSM yapısı elektriksel temelde üç fazlı asenkron motor stator yapısı ile oldukça benzerdir. Üç faz gerilimler döner manyetik alan oluşturan stator sargılarına uygulanır. Bu döner manyetik alan rotorda dönme momenti oluşturur. Üç fazlı asenkron motorlarda gözlenen rotor kayıpları ve rotorun elektriksel modeli SMSM'lerde kullanılmaz çünkü rotor/stator sabit mıknatıslardan oluşmaktadır. SMSM yapısı ve eşdeğer devresi Şekil 2.6'da görülmektedir (Kongchoo *et al.* 2021)



Şekil 2.6 SMSM yapısı (içten rotorlu) ve elektriksel eşdeğeri

SMSM üç faz eşdeğer devre matematiksel modelinin elde edilmesinde basitlik sağlaması açısından fazların dengeli olduğu yani faz sargı direnç ve endüktans ve karşılıklı endüktansların eşit olduğu kabul edilmiş, manyetik doyum ve parametre değişimleri ihmal edilmiştir. Bu kabule göre üç faz SMSM elektriksel devre modeli Şekil 2.7'de görülmektedir.



Şekil 2.7 SMSM elektriksel devre modeli

Faz gerilimleri Denklem (2.1) de görüldüğü gibi;

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin\theta e \\ \sin(\theta e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

olarak 120° faz farklı olarak uygulanmıştır. Devre gerilim denklemleri matris formunda

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

Denklem (2.2) şeklinde yazılabilir. Burada R stator sargısı omik direncini, v faz gerilimlerini ve λ faz akılarını ve ρ türev operatörünü ifade eder. Faz akıları ise yine matris formunda,

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_{sm} \begin{bmatrix} \cos\theta e \\ \cos(\theta e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

olarak yazılır. Denklem (2.3) de, L sargı self endüktansını, M ortak endüktansı ve λ_m mıknatıs manyetik akısını ifade eder. Denklem (2.2) ve Denklem (2.3) kullanılarak Denklem (2.4),

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L\rho \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_{sm} \begin{bmatrix} \cos\theta e \\ \cos(\theta e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

şeklinde elde edilir. Denklem (2.5) – Denklem (2.7) de motor gücü ve elektriksel moment;

$$P_e = e_{abc} i_{abc} \tag{2.5}$$

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} \tag{2.6}$$

$$T_e = p\left\{\frac{1}{2}[i_{abc}]^T \frac{\partial[L_{abc}]}{\partial\theta_r}[i_{abc}] + [i_{abc}]^T \frac{\partial[\lambda_{abc}]}{\partial\theta_r}\right\} \quad (2.7)$$

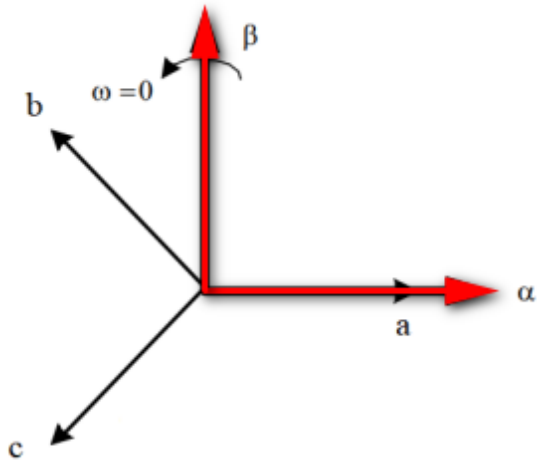
ifadeleri ile tanımlanır. Burada ω_r rotor hızını, p ise motor kutup çifti sayısını ifade etmektedir.

2.4 Eksen (Düzlem) Dönüşümleri

Elektrik motorlarının vektörel kontrolünde kullanılan temel yaklaşım, elektrik motorunun elektriksel yapısını doğru akım motorlarına yakınsayarak, doğru akım motorlarında olduğu gibi birbirinden bağımsız iki bileşene dönüştürmektedir. (Uyartım ve alan akımları) Bu amaçla birbirleri ile 120 derece faz farklı olan üç fazlı büyüklükler, birbirleri ile 90 derece faz farkı olan 2 faz bileşenlere dönüştürülür. Bu dönüşüm durağan eksen dönüşümü olarak ya da senkron hızda dönen düzlem dönüşümleri olarak yapılabilir. Durağan düzlem dönüşümü Clarke transformasyonu olarak adlandırılırken, dönen eksen takımındaki dönüşüm Park transformasyonu olarak isimlendirilir.

2.4.1 Clarke transformasyonu

Clarke transformasyonunu anlatan vektörel gösterim Şekil 2.8'de görülmektedir. Bu dönüşümde abc ve α-β düzlemleri durağan kabul edildiğinden, abc vektörlerinin basit bir trigonometrik izdüşümünün alınmasından ibarettir.



Şekil 2.8 Clarke transformasyonu vektörel gösterimi

Akım ve gerilimin abc bileşen vektörlerinin α-β vektörü izdüşümleri hesaplanırsa dönüşüm matrisi Denklem (2.8) şeklinde yazılabilir.

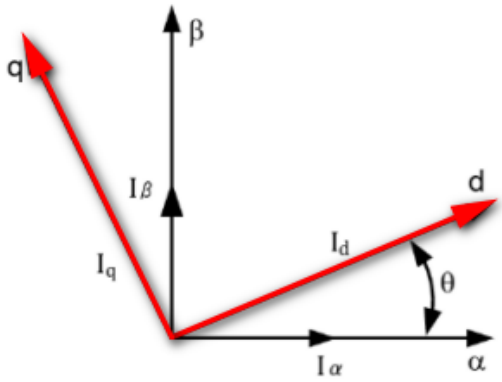
$$\begin{bmatrix}(v,i)_\alpha\\(v,i)_\beta\\(v,i)_0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(v,i)_a\\(v,i)_b\\(v,i)_c\end{bmatrix} \tag{2.8}$$

α-β düzleminden abc düzlemine dönüşüm ise benzer bir yolla Denklem (2.9) da verilen matris ile yapılabilir.

$$\begin{bmatrix}(v,i)_a\\(v,i)_b\\(v,i)_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0\\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(v,i)_\alpha\\(v,i)_\beta\\(v,i)_0\end{bmatrix} \tag{2.9}$$

2.4.2 Park transformasyonu

Döner eksen takımı olarak da adlandırılan bu yöntem ile 2 faz büyüklükleri stator ya da rotor hızında döndüğü kabul edilen d-q referans düzlemine dönüştürülür. Bu sayede referans düzlem hızına göre değişkenlerin sabit kaldığı kabulü yapılabilir. Park transformasyonun vektörel gösterimi Şekil 2.9'da görülmektedir.



Şekil 2.9 Park transformasyonun vektörel gösterimi

Uygulanacak kontrol yöntemine göre döner eksen takımına karar verilebilir. Parametre kontrolleri rotor tarafında yapılacak ise düzlemin rotor hızında, stator tarafında yapılacaksa düzlemin senkron hızda döndüğü kabul edilir. 3 fazlı akım ve gerilim vektörlerinin rotor hızında dönen bir düzleme ait dönüşüm ifadeleri Denklem (2.10) da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix}(v,i)_d\\(v,i)_q\\(v,i)_0\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_r & \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3})\\ \sin\theta_r & \sin(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r+\frac{2\pi}{3})\\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(v,i)_a\\(v,i)_b\\(v,i)_c\end{bmatrix} \tag{2.10}$$

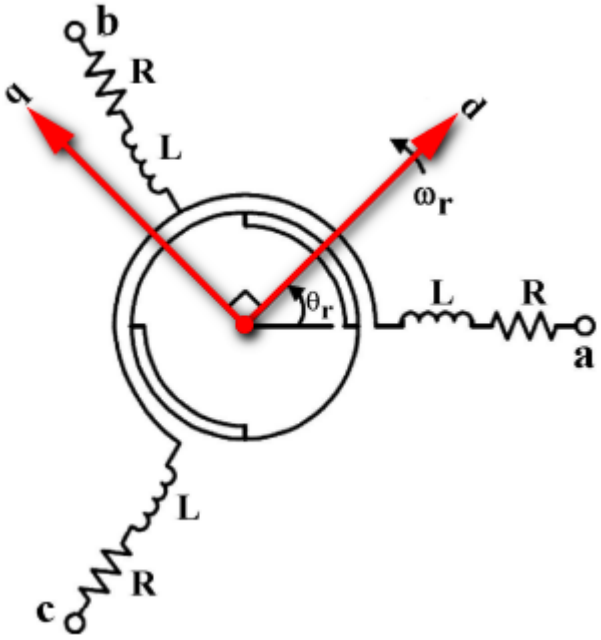
Ters dönüşüm ise 2 faz dönen düzlemden 3 faz durağan düzleme yani abc düzlemine dönüşümü sağlar ve Denklem (2.11) de verilen ifade ile gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix}(v,i)_a\\(v,i)_b\\(v,i)_c\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos\theta_r & \sin\theta_r & 1\\ \cos(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & 1\\ \cos(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_r+\frac{2\pi}{3}) & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(v,i)_d\\(v,i)_q\\(v,i)_0\end{bmatrix} \tag{2.11}$$

2.5 SMSM Dönen Eksen Modeli

Rotor hızı düzlemine göre oluşturulan motor modelinde, geleneksel modelde elde edilen matematiksel ifadeler rotor hızında hareket ettiği kabul edilen referans düzlemine

aktarılmıştır. Bu aktarımın vektörel gösterimi Şekil 2.10'da görülmektedir (Kongchoo *et al*. 2021).



Şekil 2.10 Şekil dq transformasyonu vektörel gösterimi

d-q vektörleri aralarındaki faz farkı 90 derece olacak şekilde *wr* açısal hızı ile dönmektedirler ve abc sistemi ile aralarında θr kadar faz farkı bulunmaktadır. Bu durumda faz gerilimleri v_{abc} Denklem (2.12) ile ifade edilebilir.

$$v_{abc} = Ri_{abc} + \rho(Li_{abc} + \lambda_{sm}(\theta)) \tag{2.12}$$

Zıt emk ifade eden $\rho\lambda_{sm}(\theta)$ ifadesi Denklem (2.13) de verilmiştir.

$$\rho\lambda_m(\theta) = -\omega_r\lambda_{sm}\begin{bmatrix}\sin\theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3})\end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Denklem (2.12) ve Denklem (2.13) kullanılarak faz gerilimleri, Denklem (2.14) – Denklem (2.16) ile aşağıdaki gibi ifade edilir.;

$$v_a = Ri_a + L\rho i_a - \omega_r \lambda_{sm} \sin\theta_r \tag{2.14}$$

$$v_b = Ri_b + L\rho i_b - \omega_r \lambda_{sm} \sin(\theta_r - \tfrac{2\pi}{3}) \tag{2.15}$$

$$v_c = Ri_c + L\rho i_c - \omega_r \lambda_{sm} \sin(\theta_r + \tfrac{2\pi}{3}) \tag{2.16}$$

Bu denklemlerde $\rho = \frac{d}{dt}$ türev operatörünü ifade eder. SMSM dq referans düzlemi dinamik ifadeleri Denklem (2.17) ve Denklem (2.18) ile hesaplanabilir.

$$v_d = Ri_d - \omega_r \lambda_q + \rho \lambda_d \tag{2.17}$$

$$v_q = Ri_q - \omega_r \lambda_d + \rho \lambda_q \tag{2.18}$$

Denklem (2.17) ve Denklem (2.18) de akı ifadeleri;

$$\lambda_d = Li_d + \lambda_{sm} \tag{2.19}$$

$$\lambda_q = Li_q \tag{2.20}$$

denklemleri ile hesaplanır. Denklem (2.19) ve Denklem (2.20) ifadeleri Denklem (2.17) ve Denklem (2.18) ifadelerinde yerine yazılırsa Denklem (2.21) ve Denklem (2.22) elde edilir.

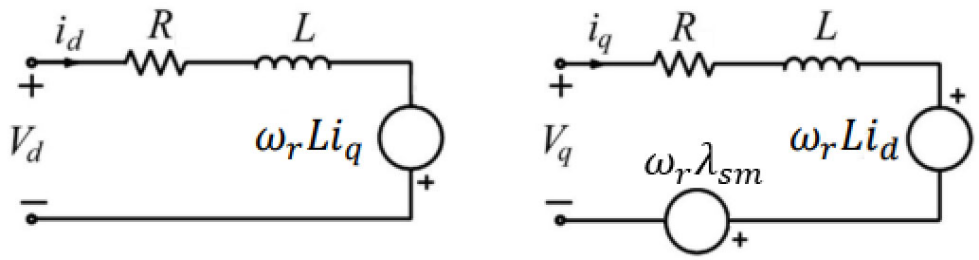
$$v_d = Ri_d + L\rho i_d - \omega_r L i_q \tag{2.21}$$

$$v_q = Ri_q + L\rho i_q + \omega_r L i_d + \omega_r \lambda_{sm} \tag{2.22}$$

Denklemler matris formunda düzenlenirse Denklem (2.23);

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_r L \\ \omega_r L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \rho \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_{sm} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

elde edilir. Bu denklem kümesine göre SMSM dq faz eşdeğer elektriksel devreleri Şekil 2.11'de verilmiştir.



Şekil 2.11 SMSM dq faz elektriksel eşdeğer devreleri

SMSM moment denklemi endüktansın d ve q bileşenlerinin eşit olduğu kabulüne göre;

$$T_e = \frac{3}{2} p \lambda_{sm} i_q \quad (2.24)$$

şeklinde ifade edilir (Albedwi 2020).

3. VEKTÖREL SÜRÜCÜ SİSTEMLERİ

Yüksek performanslı vektörel sürücü sistemleri, genel olarak alan yönlendirmeli kontrol (Field Oriented Control – FOC) veya doğrudan moment denetimi (Direct Torque Control –DTC) teknikleri ile gerçekleştirilmektedir. FOC sürücülerin geliştirilmesi, 1970 li yıllarda Almanya' da Blaschke, Hasse ve Leonhard' ın çalışmaları ile başlamıştır. Geliştirilen vektör kontrollü sürücüler, yaygın bir uygulama alanı bularak motor sürücüleri arasında pazar payını arttırmıştır (Blaschke 1972).

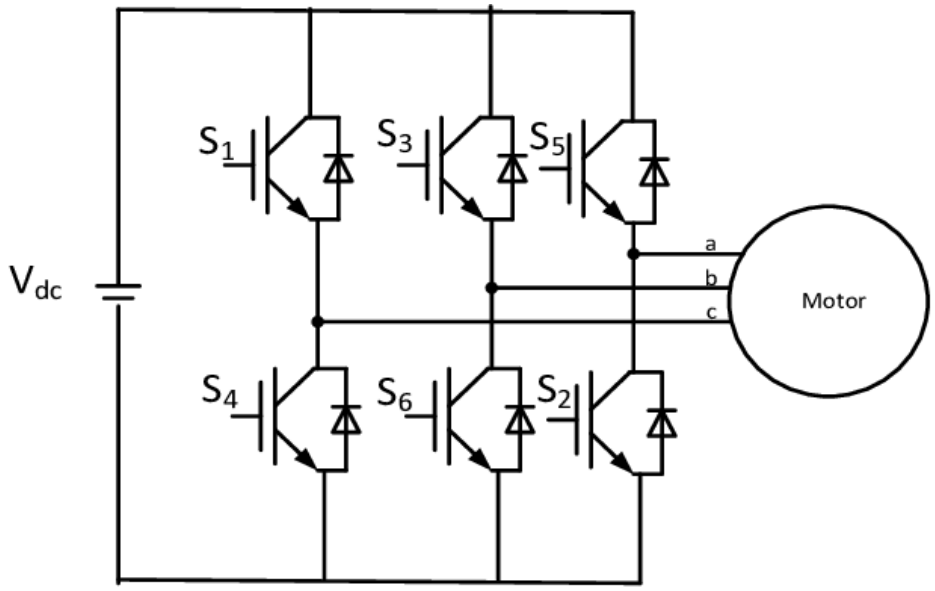
Doğrudan moment kontrolü ile ilgili ilk araştırmalar 1985 yılında başlamış olup, ilk çalışmalar Japonya' da Takahashi ve Almanya' da Dependrock tarafından yapılmıştır (Takahashi and Noguchi 1986, Dependrock 1991). Bu konuda ilk ticari ürünü ABB firması 1995 yılında piyasaya sürmüştür. Başlangıçta asenkron motorların yüksek performanslı denetimleri önerilen DTC yöntemi, getirdiği avantajlarının katkısı ile pek çok motor tipinde uygulanır bir denetim yöntemi haline gelmiştir.

3.1 DTC Temel Yaklaşımı

Bu yöntem için kullanılan doğrudan moment kontrolü isminin temelinde, stator akı vektörünün denetiminde, hata değerini minimuma yaklaştıracak, en uygun evirici anahtarlama durumlarının seçimi akı ve torkun doğrudan denetlenmesi yatmaktadır. Yöntemin temelinde, stator akım ve gerilim değerlerinin kullanılması ile stator akı ve motor momentinin hesaplanması yatmaktadır (Korkmaz 2011).

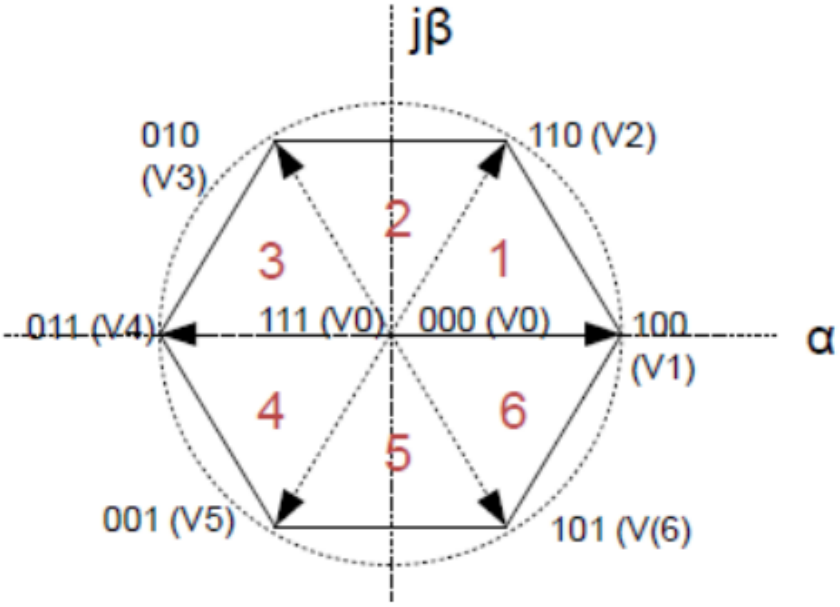
DTC yönteminde asenkron motorun ürettiği moment, stator akısı ve stator akımının iki faz bileşenleri kullanılarak hesaplanır. Bu süreç akı moment gözlemleme olarak bilinir.

Fiziksel olarak DTC yöntemi, evirici anahtar durumlarına göre konumlanan 6 adet aktif ve 2 adet pasif vektörün kullanılarak stator akı vektörünün istenen genlik sınırları içerisinde dönüşünü kontrol etme mantığına dayanır. Şekil 3.1'de üç fazlı evirici şeması görülmektedir.



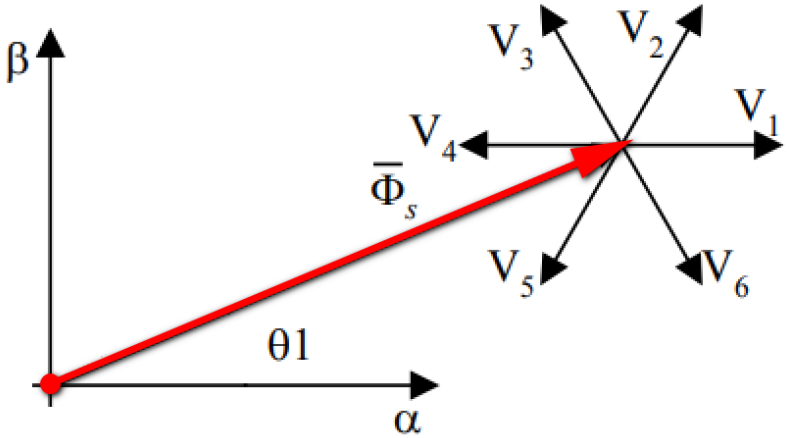
Şekil 3.1 Üç fazlı evirici

Eviricide bulunan S1–S6 anahtarlarının açık kapalı konumlandırmalarına göre çıkış gerilimleri elde edilmektedir. Aynı hat üzerindeki anahtarların aynı anda kapalı konuma gelmemesi gerekmektedir. O nedenle geleneksel evirici anahtarlama durumları ifade edilirken S1-S2-S3 anahtarlar durumları ile ifade edilirler. Başka bir deyişle S1 anahtarının 1 olması S4 anahtarının 0 olduğu anlamına geldiğinden sadece üst anahtarların konumlarının ifadesi eviricinin anahtarlama durumunu anlatmak için yeterlidir. Şekil 3.2'de evirici anahtar durumları ve oluşan gerilim vektörleri görülmektedir (Bhalla and Kumar 2015)



Şekil 3.2 Evirici anahtar durumları ve oluşan gerilim vektörleri

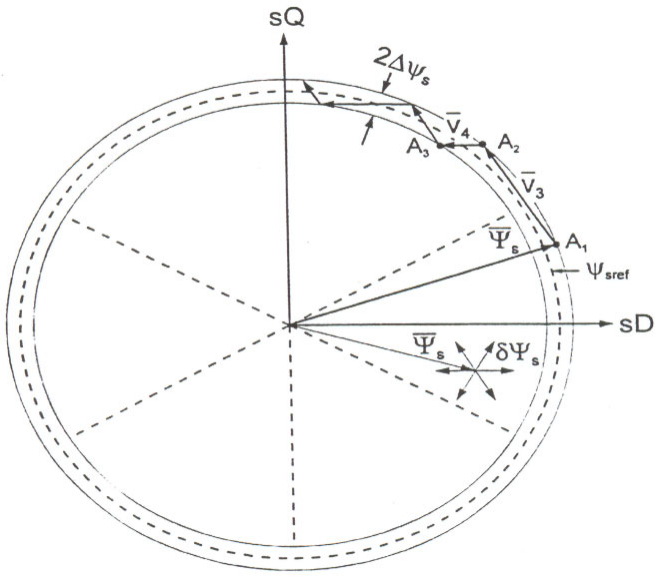
Vektörel kontrol yöntemlerindeki temel amaç DA motorlarda olduğu gibi kontrol edilecek parametreleri birbirine dik, dolayısı ile bağımsız iki bileşen haline getirmek ve bu iki bileşeni birbirinden bağımsız kontrol edilmesini sağlamaktır. Buradan hareketle stator akı vektörünün genliği ve dönüş hızını birbirinden bağımsız iki bileşenle ifade ederek kontrollerini sağlayan DTC ile vektörel doğrudan etkili anahtarların kullanımı ile hızlı dinamik tepki sağlanmış olacaktır. Şekil 3.3'de stator akı vektörü ve evirici anahtarlarının etkisi görülmektedir.



Şekil 3.3 Stator akı vektörü ve evirici anahtarlarının etkisi

Stator akı vektörünün kullanımı ile akı ve torkun bağımsız denetimini sağlayabilmek, tork değerinde bir değişim istendiği durumda, akı vektörünün genliğini değiştirmeyecek şekilde, istenen tork konumuna getirildiğinde, istenen hızlı tork tepkisi elde edilebilir. DTC denetim algoritmasında, hesaplanan tork değeri istenen, referans, tork değerinden düşükse, vektörün dönüş hızı artırılarak tork artırılır, büyükse aksi uygulanır, değişim istenmiyorsa sıfır gerilim vektörleri uygulanmalıdır (Menlibar 2009)

Her bir örnekleme zamanında optimum gerilim vektörünü sağlayacak olan anahtarlama durumunun seçimi ile akı vektörünün dönüşü sağlanabilir. Sıfır vektörler olarak isimlendirilen V_0 ve V_7 vektörlerinin uygulanması ile akı vektörünün hareketsiz bırakıldığı kabul edilmesine rağmen, stator sargı dirençlerinde meydana gelen gerilim düşümü nedeniyle yavaşta olsa hareket eder. Stator akısının kontrolü ile ilgili bir örnek Şekil 3.4'de görülmektedir.



Şekil 3.4 Stator akısı kontrolü (Menlibar 2009)

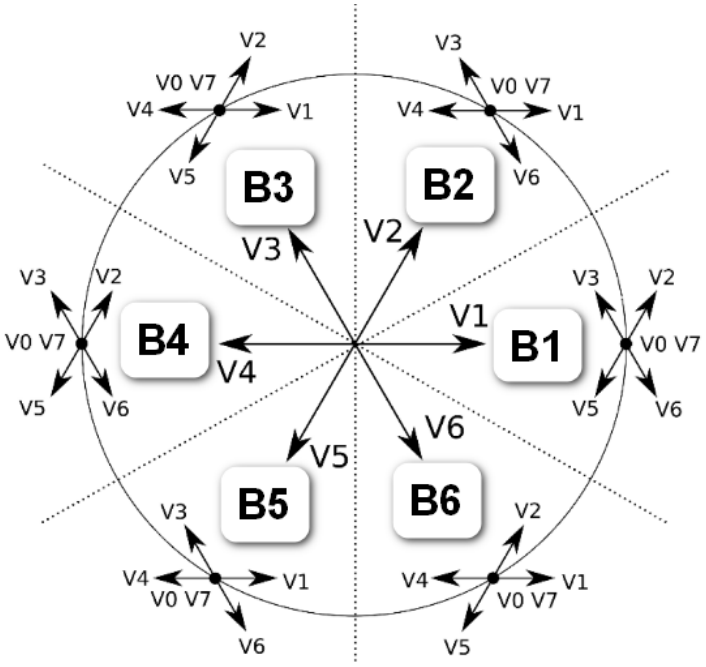
Bu örnekte, başlangıçta A_1 konumunda olan stator akısı vektörünün, optimum anahtarlama durumları ile üretilen gerilim vektörleri seçilerek kabul edilen bir hata sınırı (histeresis bandı) içerisinde ve saat yönünün tersine döndürülmesi görülmektedir. A_1 noktasında stator akısı vektörü 1. bölgede ve hata sınırının üst sınırındadır. Bu nedenle

yeni bir optimum anahtarlama durumu belirlenerek vektörün hata bandı sınırları içerisine konumlandırılması gerekmektedir. Bu durumda anahtarlama durumu olarak 010 anahtarı seçilerek $\bar{v}_3$ gerilim vektörü uygulanması ile, stator akısı A_1 noktasından A_2 noktasına doğru hareketine devam eder. Benzer seçim ve hareketler tüm döner eksen boyunca uygulanarak stator akı vektörünün bir döner hareket meydana getirmesi sağlanır. Bu hareket esnasında akı vektörünün boyunun belirlenen hata sınırları içerisinde kalması önemlidir. Hata sınırları dışına çıkacak akı vektörü, kontrolün kaybolmasına sebep olur. Böylece, stator akısı istenilen ψ_{sref} referansı etrafında belirli bir 2 $\Delta\psi_s$bandı içinde kontrol edilir.

Akı vektöründe meydana gelen değişimlerin etkisi motor momentinde de görülmektedir. Vektörün boyu stator akısını kontrol ederken dönüş hareketi ise motor momentini kontrol etmektedir. Bir başka değişle saat yönünün tersine dönüş yapan bir motorda, momentin artırılması isteniyorsa, vektörün dönüşünü hızlandıracak yönde optimum anahtar ve gerilim vektörü belirlenmelidir. Aksi durum içinse, yani motor momentinin azalması isteniyorsa, dönüş hareketini yavaşlatacak, dönüş yönü tersine gerilim vektörünü uygulayacak anahtar seçimi şarttır.

Stator akı vektörünün döndüğü ve evirici gerilim vektörlerinin sabit olduğu düşünüldüğünde, anahtarlama durumlarının stator akı vektörü üzerindeki etkisinin, stator akı vektörünün konumuna göre farklılık göstereceği açıktır. Bu durumun kontrol algoritmasında kurallaştırılabilmesi için stator akı vektörünün 360 derecelik yörüngesi altı temel bölgeye ayrılmıştır. Bu sayede bu altı bölge için, evirici anahtarlama durumlarının belirlenmesi sağlanmıştır.

Şekil 3.5'de stator akısının bölgeleri ve evirici gerilim vektörlerinin stator akısı ve momenti nasıl etkilediği görülmektedir (Karlovsky and Jiri 2018)

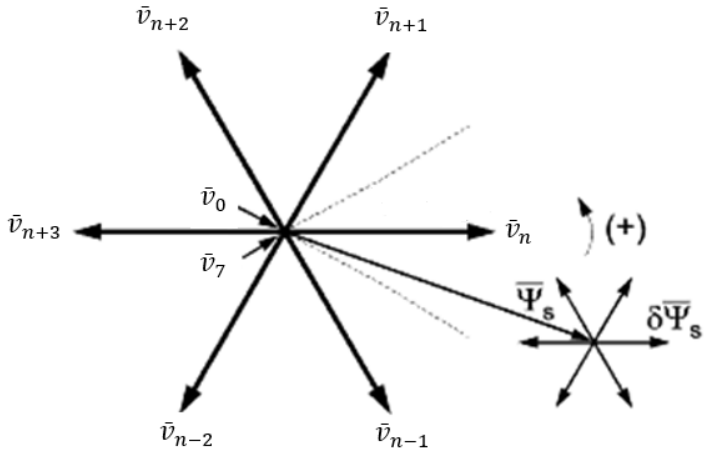


Şekil 3.5 Gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi

Şekil 3.5'de görüldüğü gibi, stator akısı 1. bölgede iken motor momentinin artması için sakı vektörünün dönüş hızını artıracak olan, $\bar{v}_2$ veya $\bar{v}_3$uygulanırken ve stator akısı 1. bölgede iken motor momentinin azalması için $\bar{v}_5$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir. Stator akı değerinin belirlenmesinde vektörün boyunun dikkate alınması gerektiği hatırlanırsa, akının artması için $\bar{v}_2$ veya $\bar{v}_6$ ve azalması için $\bar{v}_3$ veya $\bar{v}_5$ vektörleri seçilir. Şekilde akı vektörü 2. bölgede konumlu iken torkun artmasını sağlayacak vektörler $\bar{v}_3$ veya $\bar{v}_4$ve azalmasını sağlayacak vektörler $\bar{v}_1$ veya $\bar{v}_6$ vektörleridir. Akının artması için $\bar{v}_1$ veya $\bar{v}_3$ ve azalması için $\bar{v}_4$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilmelidir (Chapuis *et al.*1995, Açıkgöz 2010).

3.2 Optimum Anahtarlama Durumlarının Belirlenmesi

Stator akı vektörü n. bölgede iken, vektörün genliğini, bir başka deyişle akı değerini arttırabilmek için V_n, V_{n+1} ve V_{n-1} vektör anahtarları eviriciye iletilir. Akı değerini azaltmak için ise, V_{n-2}, V_{n+2} ve V_{n+3} vektör anahtarları uygulanır. Stator akı vektörünün dönüş hızının, yani motor torkun denetimi ise sıfır ve aktif anahtarlama vektörlerinin oranı değiştirilerek sağlanır. Şekil 3.6'da Stator akı vektörü ve evirici anahtarlarının olası etkileri görülmektedir (Vas 1998).



Şekil 3.6 Stator akı vektörü ve evirici anahtarlarının olası etkileri

DTC yöntemindeki temel yaklaşım, birbirlerine dik iki vektör ile akı ve torkun bağımsız denetlenebilmesi olsa da, uygulanan gerilim vektörleri her zaman akı vektörü doğrultusunda tam olarak dik olmayacaktır. Bu durum, akı değişimine neden olması beklenen bir anahtarın, tork değişimine de sebep olmasına yol açar. Eviriciye uygulanan anahtarlar ve etkileri Çizelge 3.1'de verilmiştir (Buja 1997, Menlibar 2009).

Çizelge 3.1 Eviricide anahtarlamaların akı ve moment üzerine etkisi

	$\bar{v}_{n-2}$	$\bar{v}_{n-1}$	$\bar{v}_n$	$\bar{v}_{n+1}$	$\bar{v}_{n+2}$	$\bar{v}_{n+3}$	$\bar{v}_0, \bar{v}_7$
$\lvert\bar{\psi}_s\rvert$	-	+	++	+	-	--	-+
$t_e(\omega_m > 0)$	--	--	-	+	+	-	-
$t_e(\omega_m < 0)$	-	-	+	++	++	+	+

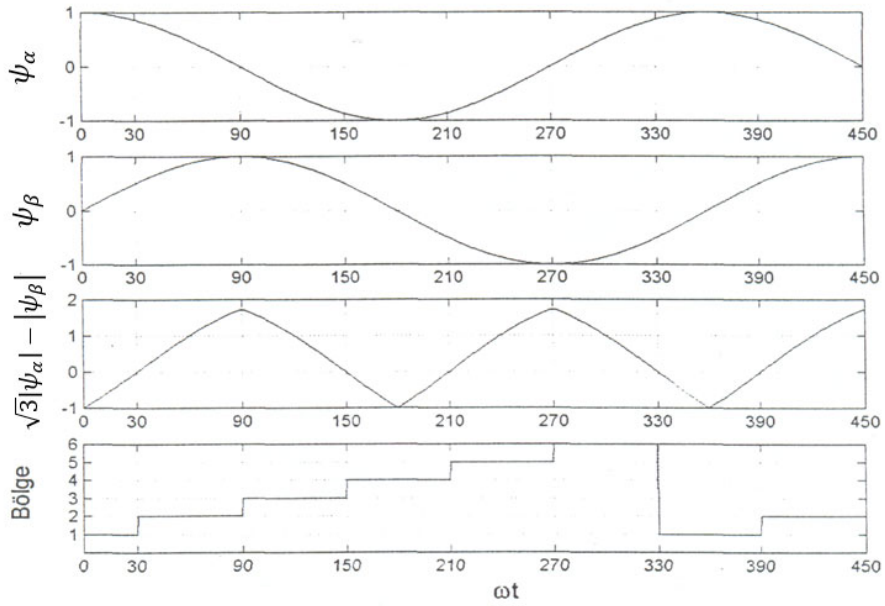
Denetimde kullanılan histeresis denetleyicilerin çıkışları 2 ya da 3 seviyeli olarak seçilebilir. Bu seviyeler 1, pozitif hata, -1, negatif hata ve 0, sıfır hata olarak düşünülebilir. Her bir denetleyicide iki seviyeli çıkış düşünüldüğünde, iki parametre için toplam muhtemel dört durum oluşacaktır. Her bir durum için hatayı minimize edecek bir anahtarlama durumu bulunur. Anlaşılabileceği gibi evirici akı vektörünün genliğini ve hızını doğrudan ayarlayabilmektedir. Bu sayede sağlanan referans akı ve tork değeri elde edilir.

3.3 Bölge Belirlenmesi

Optimum anahtarlama durumlarının doğru tespiti için stator akısı vektörünün bulunduğu bölgenin her bir örnekleme aralığında tespiti algoritmanın temel şartlarındandır. Bölgenin bulunabilmesi için Denklem (3.1) kullanılabilir.

$$\rho_s = tan^{-1}\frac{\psi_\alpha}{\psi_\beta} \tag{3.1}$$

Stator akısı vektörünün tam olarak açı cinsinden konumunun tespiti yapılabilir. Uygulamada bu işlemin yapılması işlemciler için zaman ve yük anlamına gelir. DTC yönteminde ise bu vektörün konumunun kesin olarak bilinmesine gerek yoktur. Vektörün hareket rotası altı bölgeye ayrıldığından, akı vektörünün konumunun tam olarak belirlenmesi yerine bölgesel olarak belirlenmesi yeterli olmaktadır. Bunun için stator akısı vektörünün ψ_α, ψ_β ve $\sqrt{3}|\psi_\alpha| - |\psi_\beta|$bileşenleri kullanılarak bölge hesaplanabilir. Şekil 3.7' de stator akısı uzay vektörünün bileşenleri ve bölge değişimi verilmiştir (Sarıoğlu vd. 2003).



Şekil 3.7 Stator akısı uzay vektörünün bölge değişimi

Şekil 3.7' de verilen ψ_{sD}, ψ_{sQ} ve $\sqrt{3}|\psi_{sD}| - |\psi_{sQ}|$bileşenlerinin işaretleri kullanılarak, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölge Çizelge 3.2' de görüldüğü gibi elde edilir (Sarıoğlu vd. 2003).

Çizelge 3.2 Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi

$\boldsymbol{\psi_{sD}}$	$\boldsymbol{\psi_{sQ}}$	$\boldsymbol{\sqrt{3}\lvert\psi_{sQ}\rvert - \lvert\psi_{sD}\rvert}$	**Bölge**
+	+/-	-	1
+	+	+	2
-	+	+	3
-	+/-	-	4
-	-	+	5
+	-	+	6

3.4 Temel DTC Sürücü Sistemi

Doğrudan moment denetimli sürücüde optimum anahtarlama durumları belirlenirken, stator akı hatasının $2\Delta\psi_s$ ve motor moment hatasının $2\Delta t_e$ bandında kalmasını sağlayacak şekilde belirlenir. Bu işlem için kullanılan histeresis denetleyicilerin çıkışları 1 ve 0 olarak belirlenmiştir. Üç seviyeli histeresis denetleyici için ise -1, 0 ve 1 çıkışları kullanılır. Histeresis denetleyici çıkışları ve stator akı vektörünün bulunduğu bölgeye göre akı vektörünün istenen şekilde dönmesini sağlayacak işlemler için bir tablo belirlenmiştir. Bu tablo optimum anahtarlama tablosu olarak adlandırılır ve Çizelge 3.3'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.3 Optimum anahtarlama tablosu

$d\psi_s$	dt_e	Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6
1	1	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$
	0	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$
	-1	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$
0	1	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$
	0	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$
	-1	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$

Stator akım ve gerilimleri kullanılarak hesaplanan anlık stator akısı değerinde artış gerekli ise $d\psi_s = 1$, azalma gerekiyorsa $d\psi_s = 0$ kabul edilir.

Benzer şekilde motorda üretilen anlık momente ve moment referans değerine göre, momentte bir artma gerekli ise dt_e=1, azalma gerekli ise dt_e=-1, bir değişiklik gerekmiyorsa dt_e=0 kabul edilir.

Akı ve moment hatalarının sınırlarının belirlendiği histeresis denetleyicilerinin bant genişliklerinin doğru belirlenmesi de sistemin performansı açısından çok önemlidir. Bu sınırlar belirlenirken uygulanan referans değerler dikkate alınmalıdır. Hata sınır değerleri çok küçük belirlenirse, kontrol kaybolur, büyük belirlenmesi durumunda ise kontrol performansı düşer. Hata sınırlarının seçimi ile birlikte, sıfır vektörünün süresi de tork dalgalanmaları üzerinde doğrudan etkilidir (Kang and Sul 2001, Açıkgöz 2010).

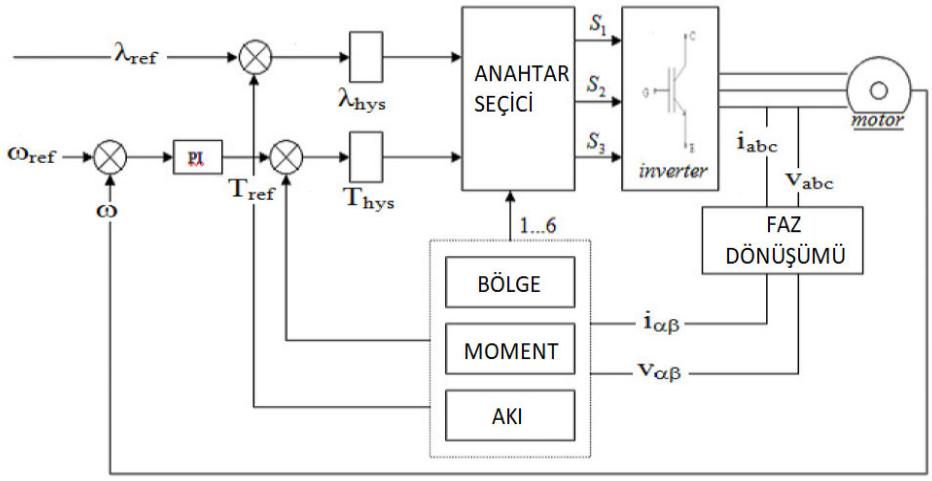
Çizelge 3.3' de verilen optimum anahtarlama tablosunun uygulanması anma değerleri için tatmin edici bir denetim performansı sağlamaktadır. Ancak motorun hızının düşük değerleri için, referans akı değerinin sağlanması zor olduğundan motor denetiminde sorunlar ortaya çıkmaktadır. Bu sorunun çözümü için motor akı referans değeri ya da hız referansı anma değerinde yaklaşınca motorun yüklenmesi gereklidir. (Juhasz *et al.* 2000).

Stator akısı vektörünün bulunduğu konumun doğru olarak hesaplanması DTC sürücüsünün performansı üzerinde doğrudan etkilidir. Bu hesaplamada kullanılan stator akım ve gerilimlerinin doğru ölçümü ve elektriksel modelin matematikselleştirilmesi doğru olarak yapılmalıdır. (Li *et al.* 2001).

DTC sürücüsünde stator akı vektörü iki ayrı bileşene ayrılmakta ve bileşenler birbirlerinden bağımsız olarak denetlenmektedir.

Şekil 3.8' de blok diyagramı görülen DTC sürücüsünde her bir denetim döngüsünde yapılan işlemler şu şekilde sıralanabilir.

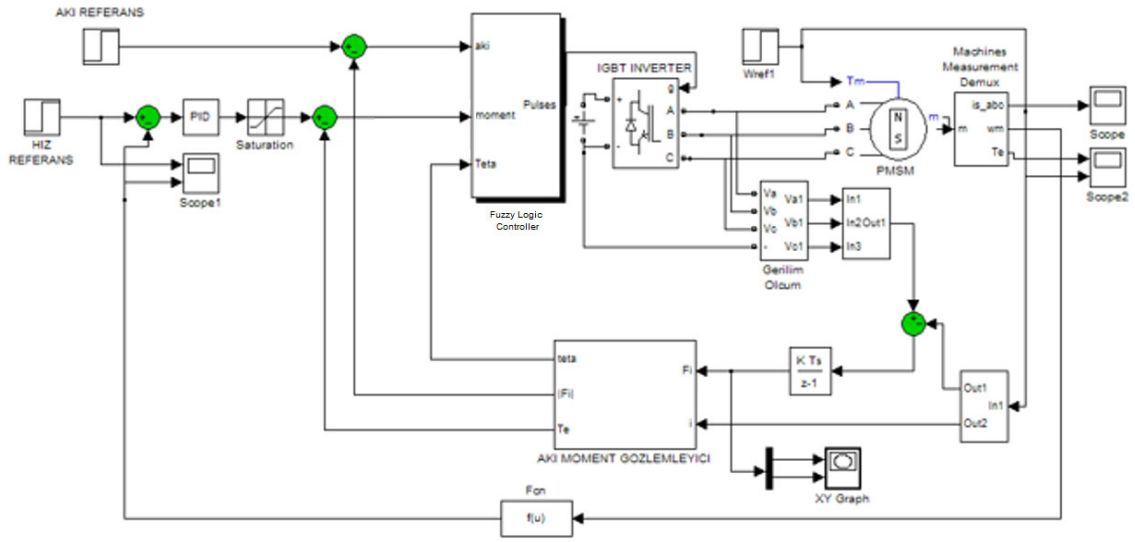
- Evirici bara gerilimi ve stator faz akım ve gerilimleri ölçülür
- Akım gerilimlerin iki faz dönüşümleri yapılır
- Akı ve torkun anlık değerleri hesaplanır
- Referans değerle karşılaştırılan anlık değerler ile akı ve tork hataları hesaplanır
- Akı ve tork hataları kullanılarak histeresis denetleyici çıkışları belirlenir
- Akının 2 faz bileşenleri kullanılarak akı vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir
- Histeresis denetleyici çıkışları ve bölge bilgisi kullanılarak optimum evirici anahtar durumu tespit edilir
- Belirlenen evirici anahtarı uygulanarak döngü tekrar başlatılır.



Şekil 3.8 DTC sürücü blok diyagramı

4. SMSM DTC İLE DENETİMİ

Bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment denetimi simülasyonu MATLAB/SIMULINK programı ile gerçekleştirilmiştir. Simülasyon için kullanılan simülasyon şeması Şekil 4.1'de görülmektedir.



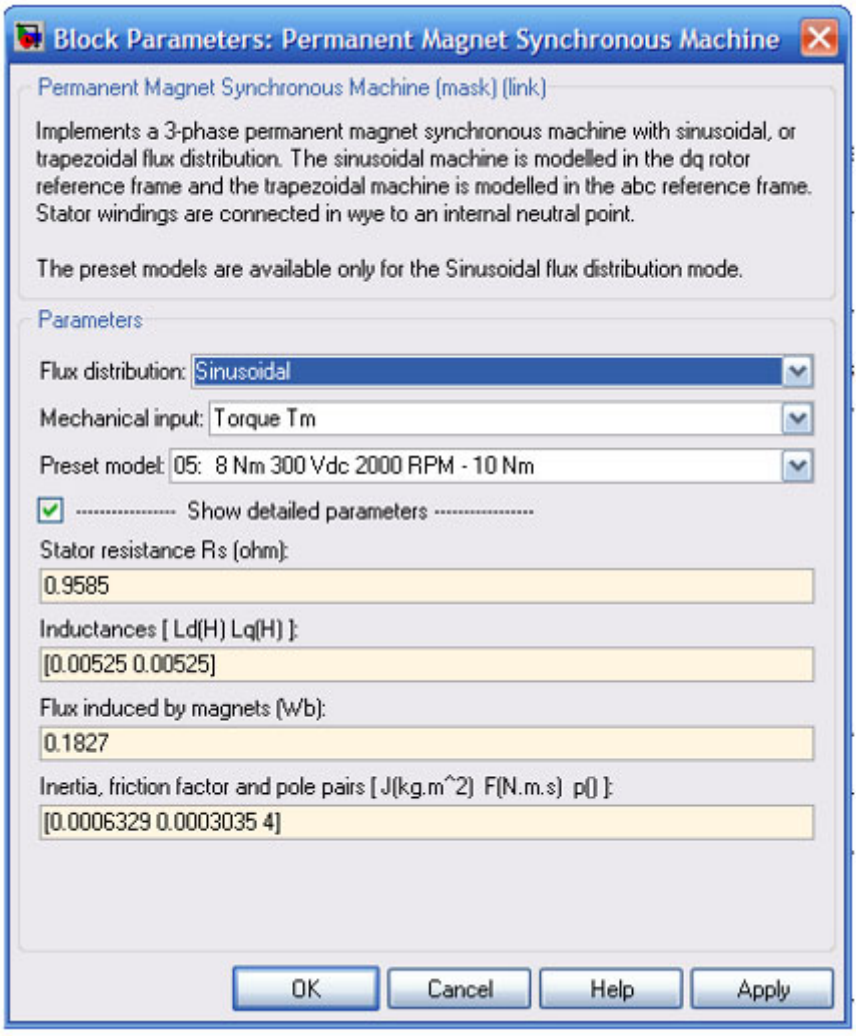
Şekil 4.1 Sabit mıknatıslı senkron motor DTC için kurulan simülasyon şeması

Çalışmada hız ve akı referans değerleri giriş değerleri olarak kullanılmaktadır. Hız referans değeri PID denetleyici kullanılarak moment referans değeri elde edilmektedir. Bu değerler motor parametrelerinden elde edilen moment ve akı değerleri ile karşılaştırılarak hata değerleri bulunmakta ve bulunan bu hata değerleri histeresis kontrol bloklarına uygulanmaktadır. Histeresis bloklarını çıkışları ise vektör seçici bloğuna uygulanır. Bu blok, hata değerlerini giriş olarak kullanarak uygun akı ve moment vektörünü belirleyerek gerekli anahtarlama sinyallerini üretmektedir.

4.1 DTC Sistem Bileşenleri

4.1.1 Sabit mıknatıslı senkron motor

Simülasyonlarda, Simulink kütüphanesinde tanımlı olan, 8 Nm 300V 2000 d/dk motor kullanılmıştır. Motor parametreleri penceresi Şekil 4.2'de görülmektedir.

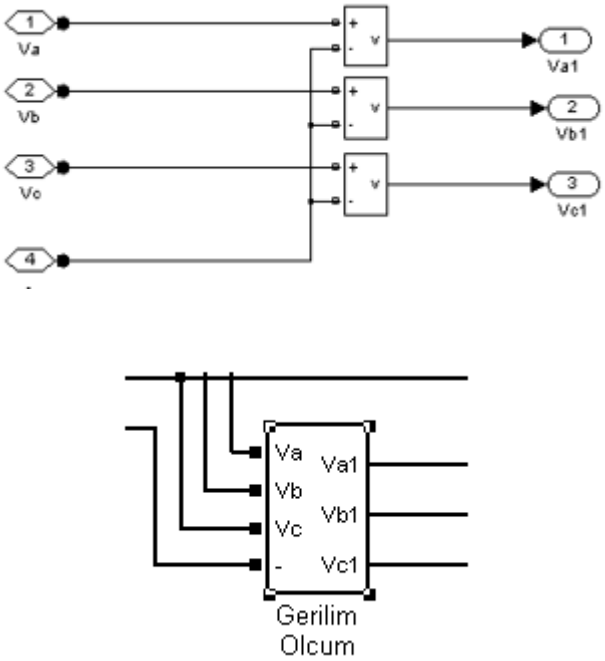


Şekil 4.2 Sistemde kullanılan motor parametreleri

4.1.2 Gerilim ölçüm bloğu

Bu blokta standart gerilim ölçüm blokları kullanılarak elde edilmiştir.

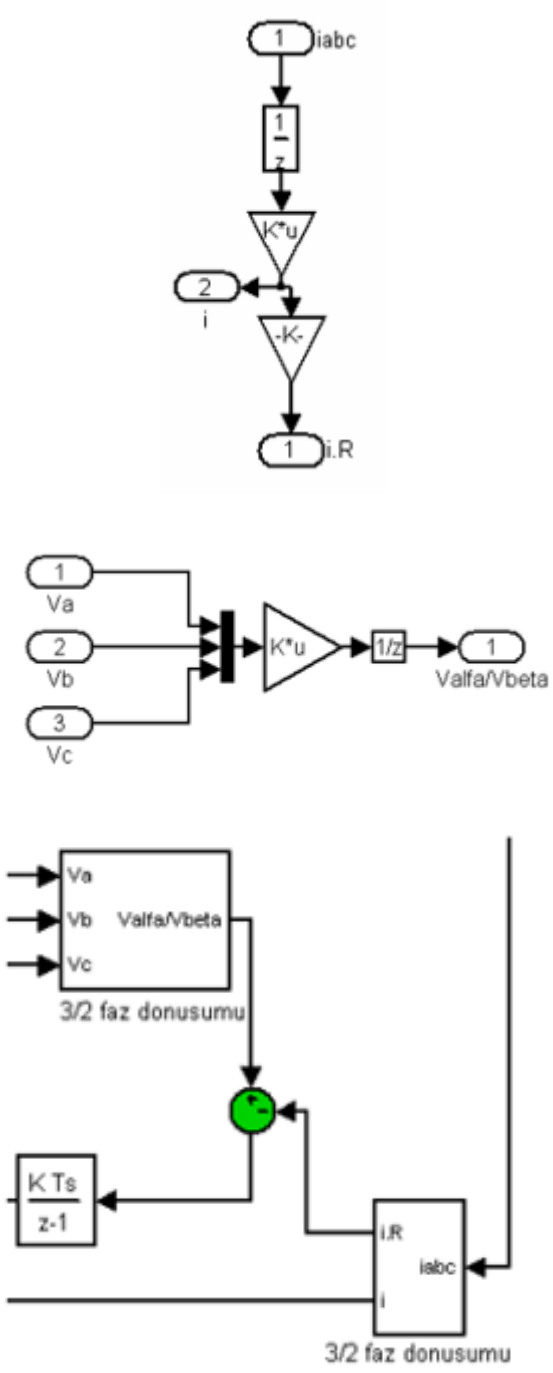
Şekil 4.3'de gerilim ölçüm alt sistemi ve detay görüntüsü verilmektedir.



Şekil 4.3 Gerilim ölçüm blokları

4.1.3 3/2 faz dönüşüm blokları

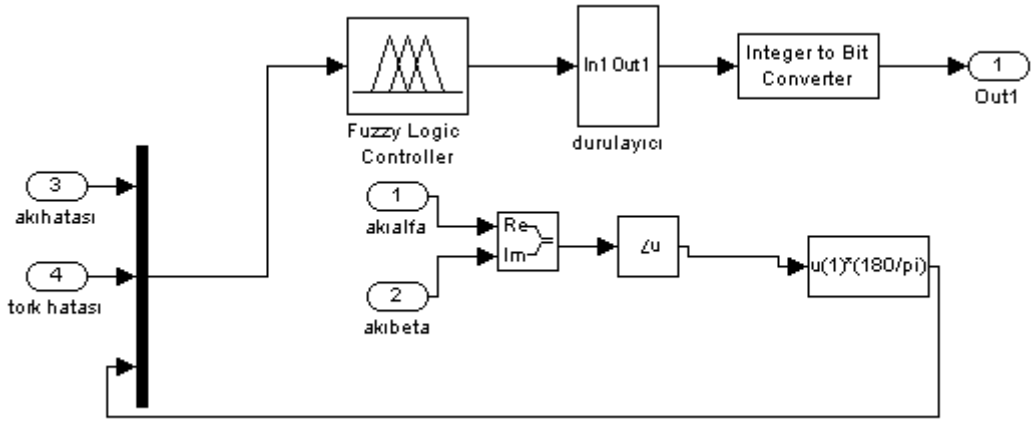
Bu bloklar ile sistemden ölçülen gerilim ve akım değerlerinin 3/2 faz dönüşüm işlemleri yapılmıştır. 3/2 faz dönüşümü yapılan gerilim ve akım değerleri ile birlikte motor stator direnci kullanılarak stator akı değeri hesaplanmıştır. Şekil 4.4.'de kullanılan Simulink blokları görülmektedir.



Şekil 4.4 3/2 faz dönüşümleri kurulan alt sistemler

4.1.4 Bulanık mantık tabanlı anahtarlama ünitesi

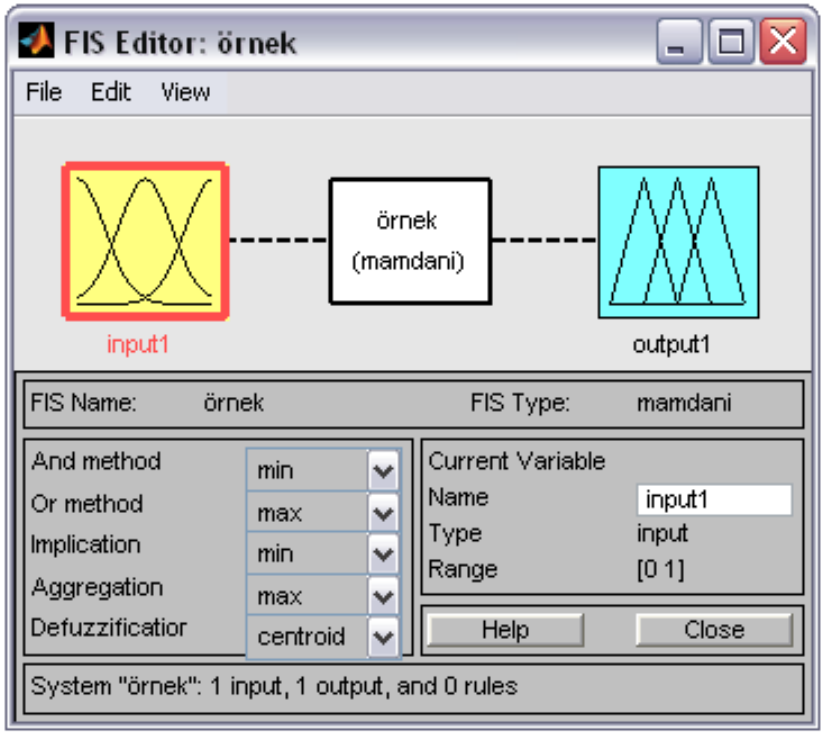
Bu blok hata sinyalleri ve akı vektörü bloklarından elde ettiği değerlere göre akı vektörünü yönlendirecek olan anahtarlama durumlarını üretmektedir. Şekil 4.5' de bulanık tabanlı vektör seçici alt sistemi görülmektedir.



Şekil 4.5 Vektör seçici alt sistemi

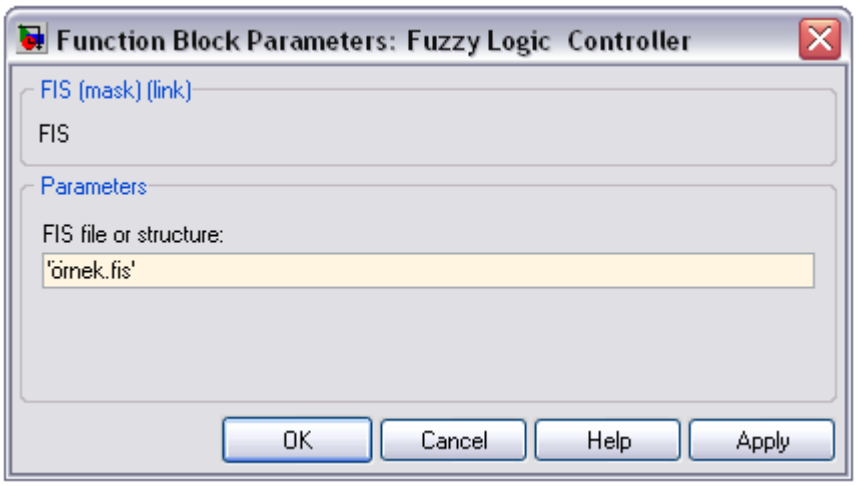
Blokta bir adet bulanık denetleyici kullanılmıştır. Bu denetleyici girişleri akı hatası moment hatası ve akı vektörü açısıdır. Akı vektörünün bileşenleri yardımıyla vektörün açı değeri anlık olarak hesaplanmakta ve bulanık denetleyicinin üçüncü girişi olarak kullanılmaktadır. Bulanık denetleyicinin çıkışı durulama birimine girerek denetleyici çıkışı kontrol anahtarlama sinyallerini üretecek olan tam sayı değerleri elde edilmektedir. Daha sonra bu tam sayı değerleri 6 bitlik tamsayı-bit dönüştürücü bloğu aracılığıyla anahtarlama sinyallerine dönüştürülmüştür

Matlab/Simulink bulanık mantık denetleyicileri "fis" uzantılı dosyalar kullanarak denetim gerçekleştirirler. Bunun için matlab komut satırına "fuzzy" komutu yazılarak boş bir fis editörü oluşturulur. Matlab fis editörü ekranı Şekil 4.6'da görüldüğü gibidir. İhtiyaca göre giriş ve çıkış birimleri menüler yardımıyla eklenerek gerekli düzenlemeler grafiksel olarak kolaylıkla yapılabilmektedir.



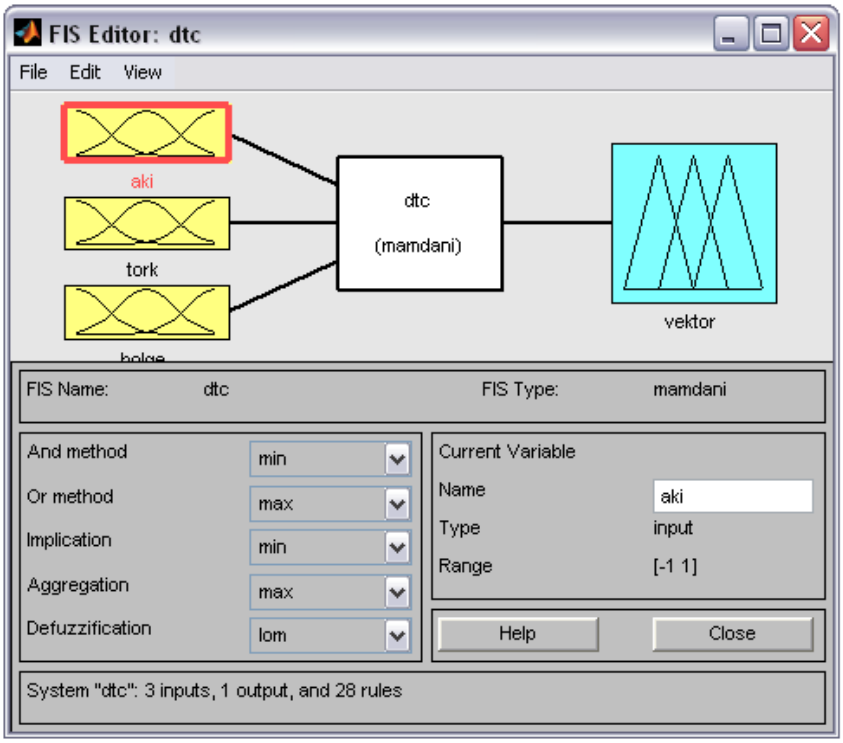
Şekil 4.6 Matlab FIS editörü görünüşü

Fis dosyası oluşturulduktan sonra Simulink "fuzzy logic controller" bloğuna çift tıklanarak çalıştırılması istenen fis dosyasının adı Şekil 4.7'de görüldüğü gibi yazılır.



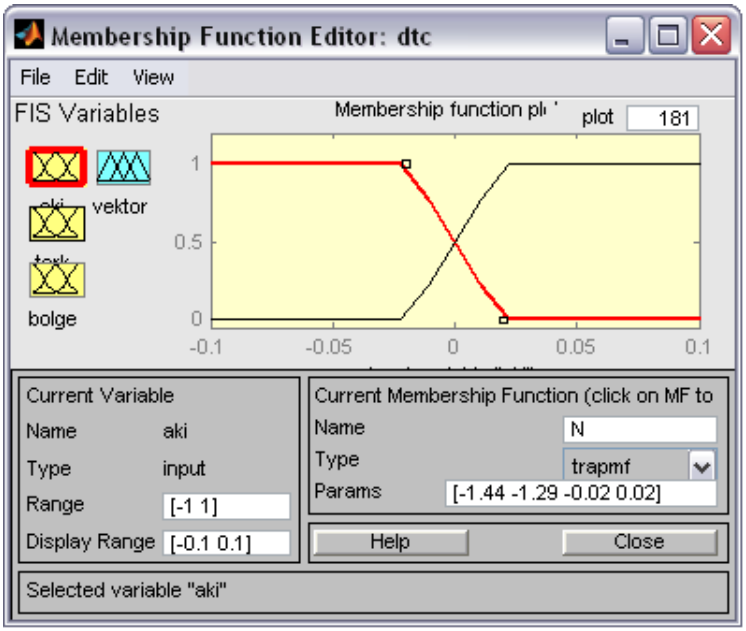
Şekil 4.7 Fuzzy Logic Controller bloğu görünüşü

Bu çalışmada oluşturulan fis dosyası görünümü Şekil 4.8'de görüldüğü gibidir.

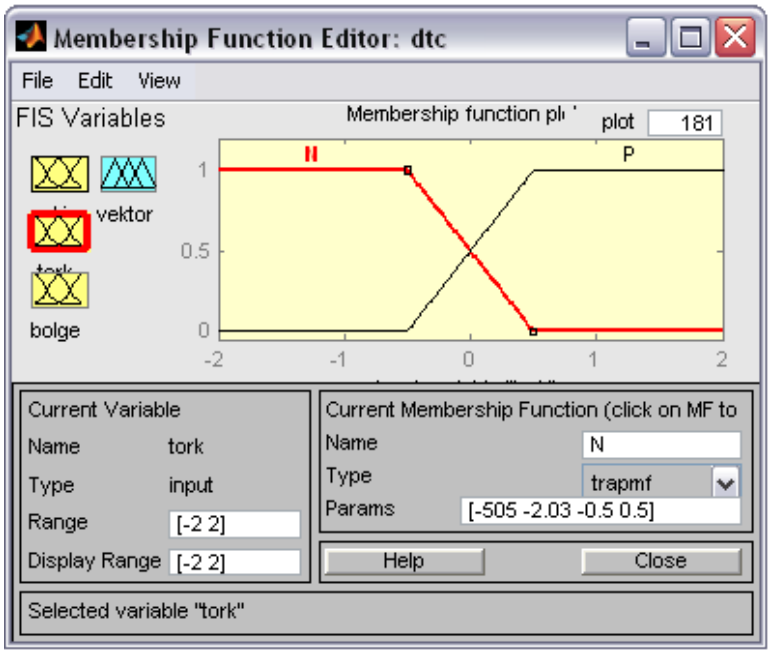


Şekil 4.8 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı

Akı ve moment hatası girişleri için kullanılan ağırlıklar Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da görülmektedir.

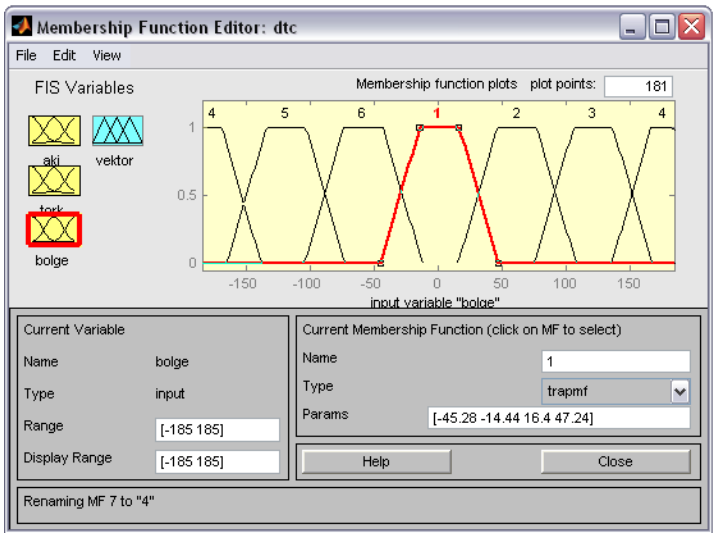


Şekil 4.9 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı



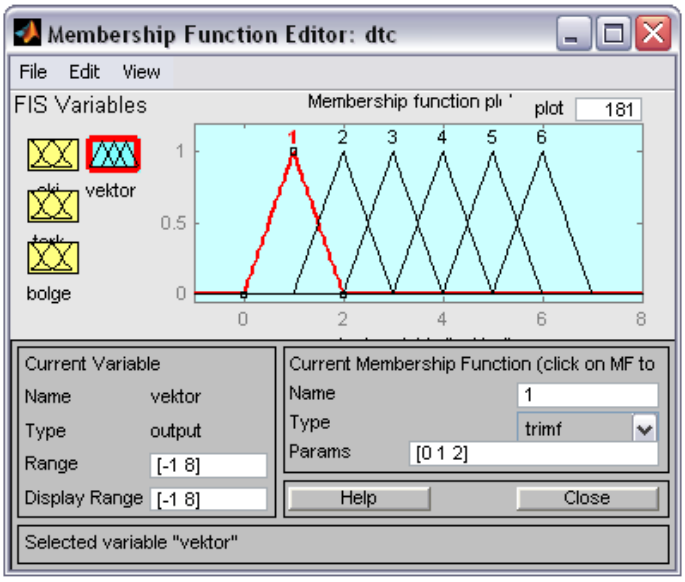
Şekil 4.10 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı

Bölge belirlenmesi Şekil 4.11'de görülen yapı kullanarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.11 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı

Yukarıda verilen girişler kullanılarak kontrol vektörleri elde edilmektedir. Vektör çıkış yapısı Şekil 4.12'de görülmektedir.



Şekil 4.12 Simülasyonda kullanılan bulanık mantık denetleyici yapısı

Bulanık denetleyicilerin performansını belirleyen önemli noktalardan biri oluşturulan kurallardır. Denetleyici bu kurallar doğrultusunda işlem yaparak çıkış verisini oluşturur. Çizelge 4.1'de sistemde kullanılan kurallar verilmiştir.

Çizelge 4.1 Bulanık kurallar tablosu

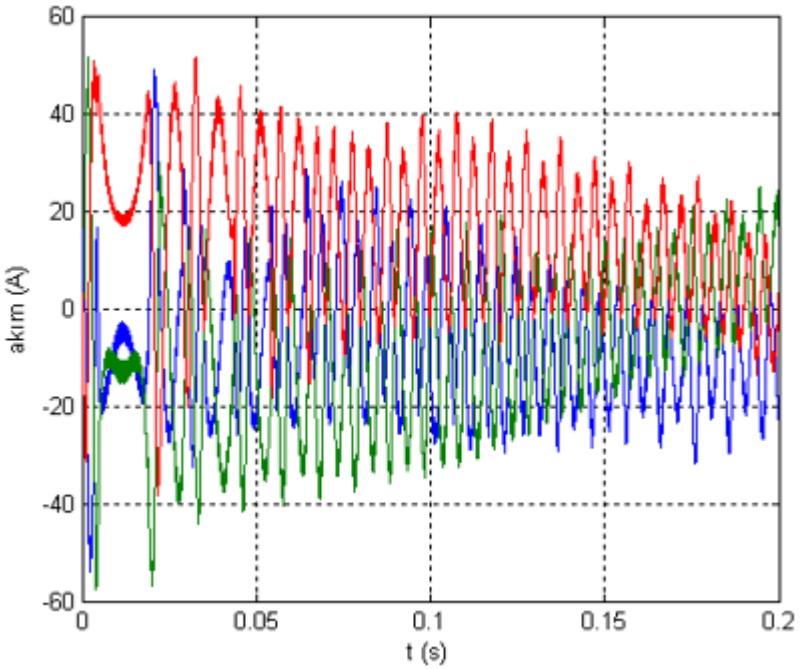
AKI	TORK	1	2	3	4	5	6
P	P	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	N	V6	V1	V2	V3	V4	V5
N	P	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	N	V5	V6	V1	V2	V3	V4

4.2 Geleneksel DTC Simülasyonu

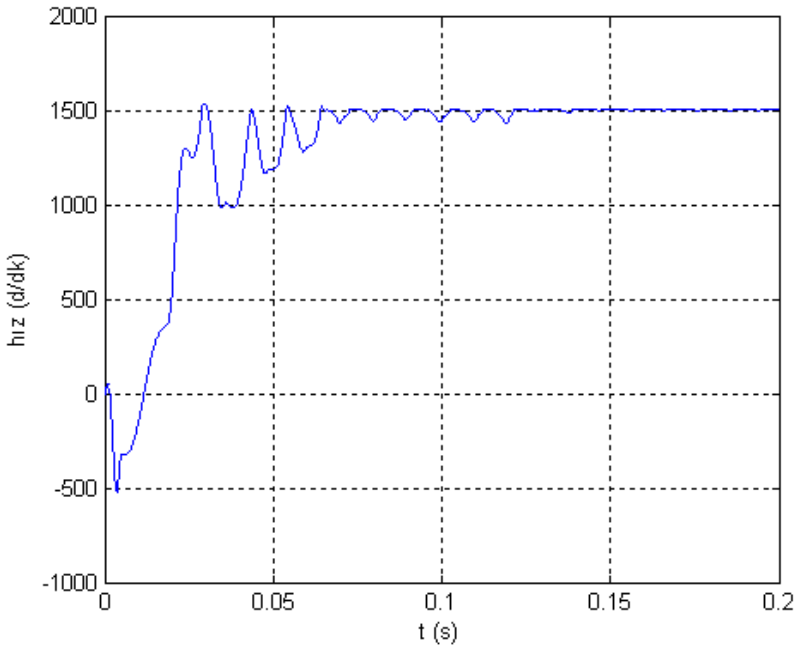
Bu bölümde simülasyon sonucu elde edilen eğriler verilmiştir. Simülasyonda öncelikle motorun boşta çalışması simüle edilmiştir. Daha sonra motorun çalışmasından bir süre sonra yüklendiği durumun simülasyon sonuçları verilmiştir. Sonuçlar, sırasıyla stator akımları, motor hızı, motor moment eğrileri ve stator 2 faz akımları ile verilmiştir.

4.2.1 Yüksüz çalışma

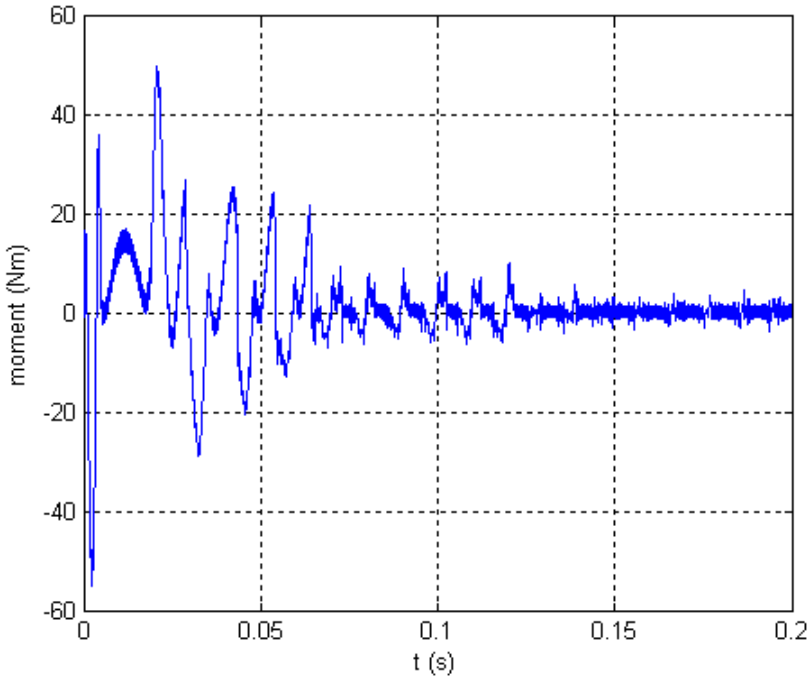
Motorun boşta çalışması durumu eğrileri Şekil 4.13 – Şekil 4.15' da sırasıyla stator akısı vektörünün değişimi, boş çalışma stator akımları, hız değişimi ve boş çalışma durumunda üretilen moment eğrileri görülmektedir.



Şekil 4.13 Motor boş çalışma stator akımları



Şekil 4.14 Motor boş çalışma rotor hızı

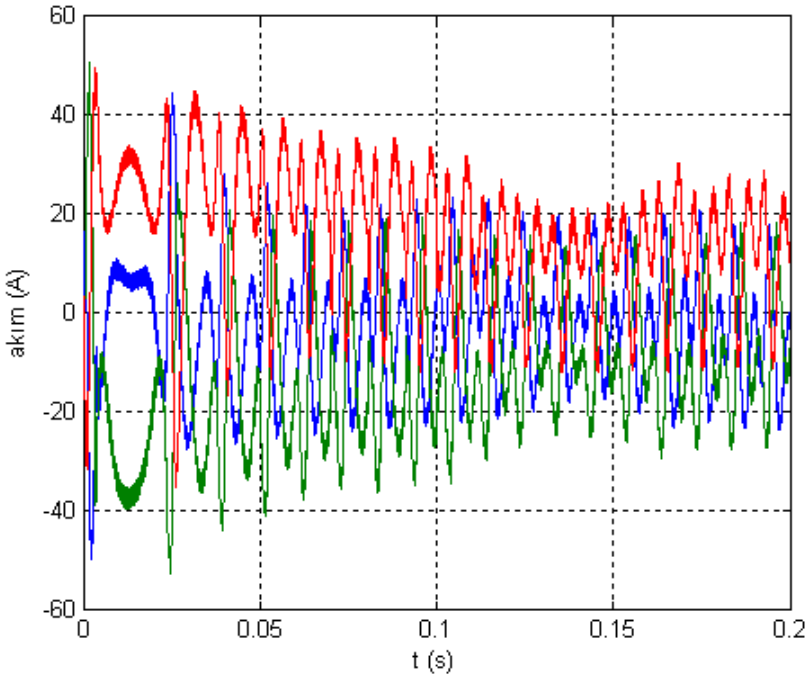


Şekil 4.15 Motor boş çalışma üretilen moment

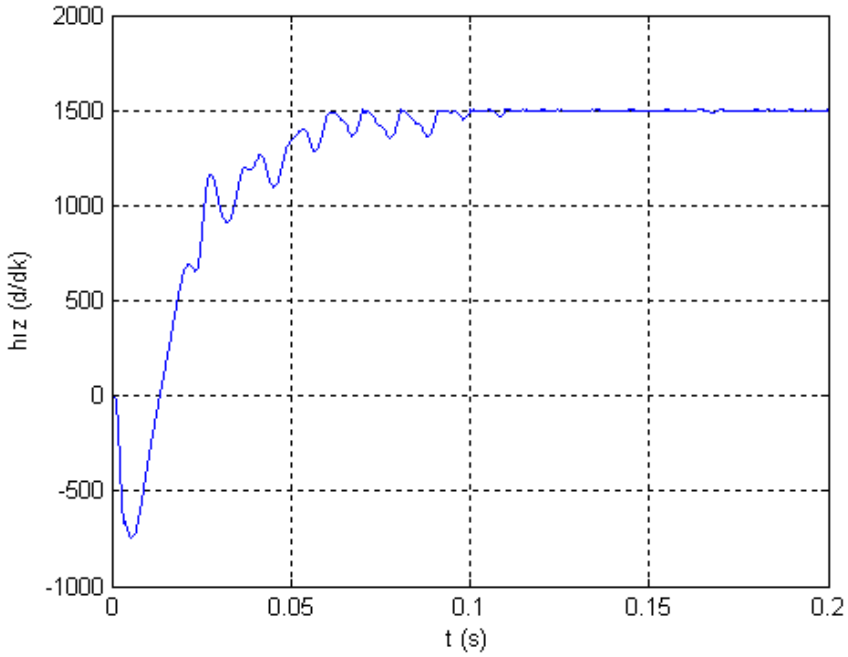
4.2.2 Yüklü çalışma

Bu simülasyon durumunda motor yol alma sürecince yüksüz çalıştırılmıştır. Motor hızı anma devrine ulaştıktan bir süre sonra motora yük uygulanmıştır.

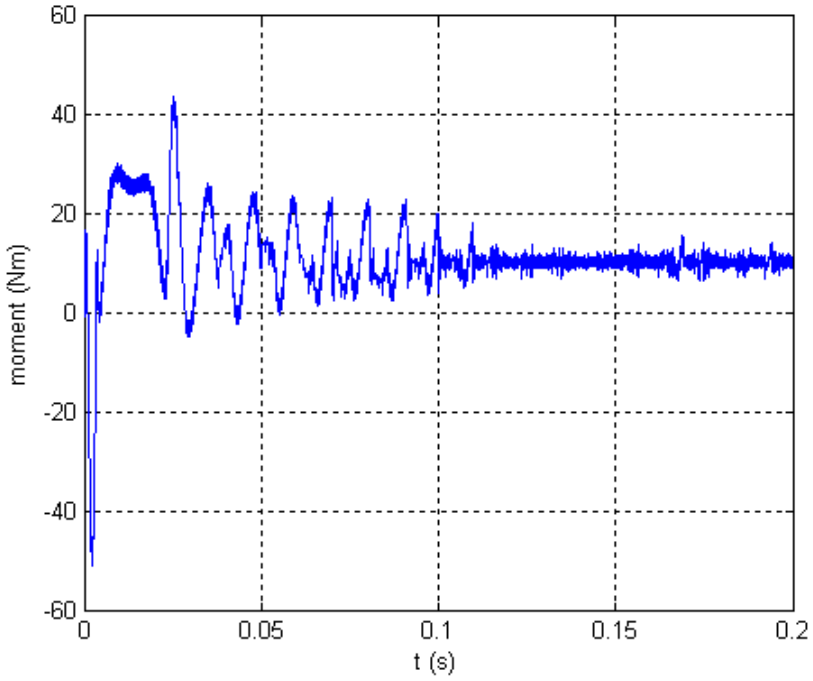
Şekil 4.16 – Şekil 4.18'de sırasıyla, stator akımları, hız değişimi ve moment eğrileri görülmektedir.



Şekil 4.16 Motor yüklü çalışma stator akımları



Şekil 4.17 Motor yüklü çalışma hızı



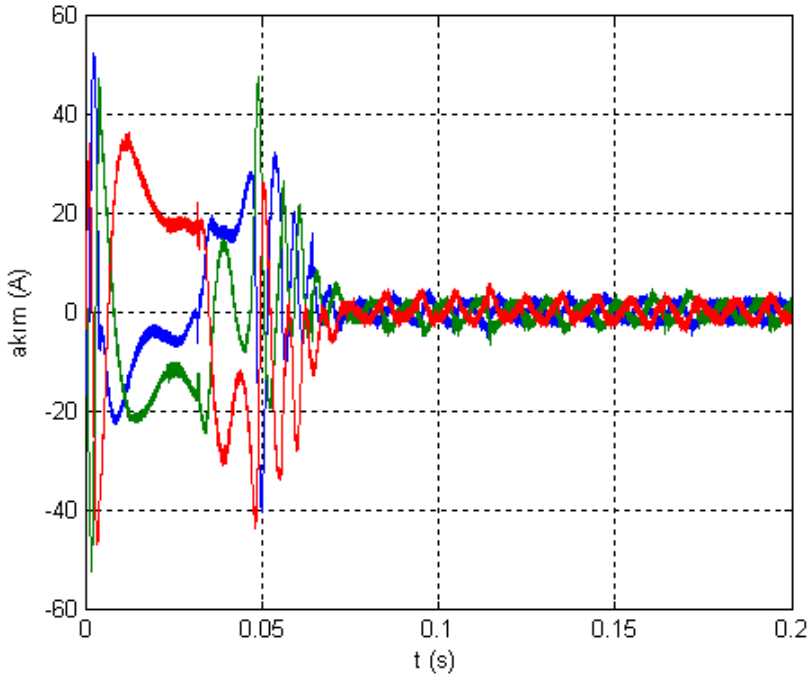
Şekil 4.18 Motor yüklü çalışma momenti

4.3 Bulanık Mantık DTC Simülasyonu

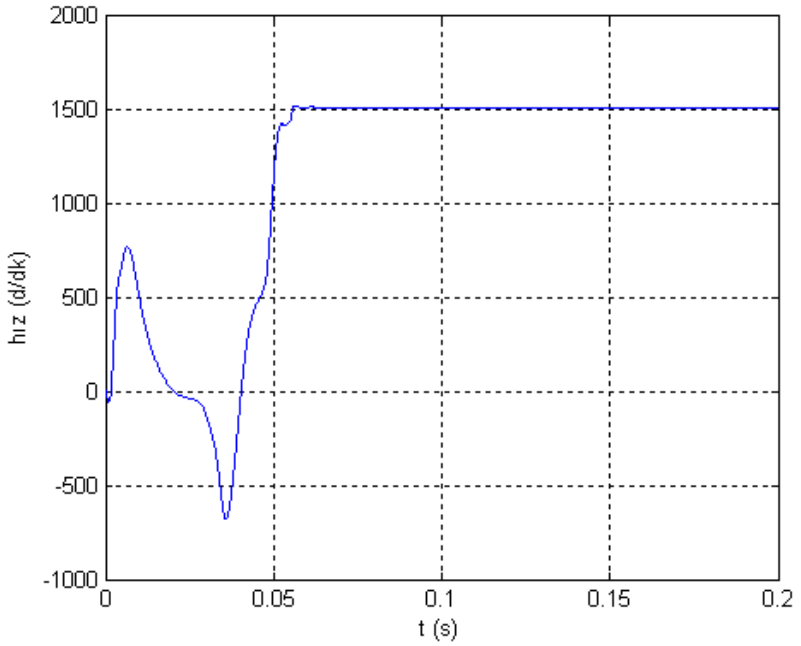
Kullanılan simülasyon yapısı önceki bölümlerde anlatıldığından tekrar değinilmeyecektir. Klasik direkt tork kontrolü simülasyonunda akı histeresis bandı için 0.005/-0.005, tork histeresis bandı için 0.02/-0.02 değerleri kullanılmıştır. Bulanık tabanlı direkt tork kontrolü için de aynı bant aralıkları seçilerek sağlıklı bir karşılaştırma yapılması amaçlanmıştır.

4.3.1 Yüksüz çalışma

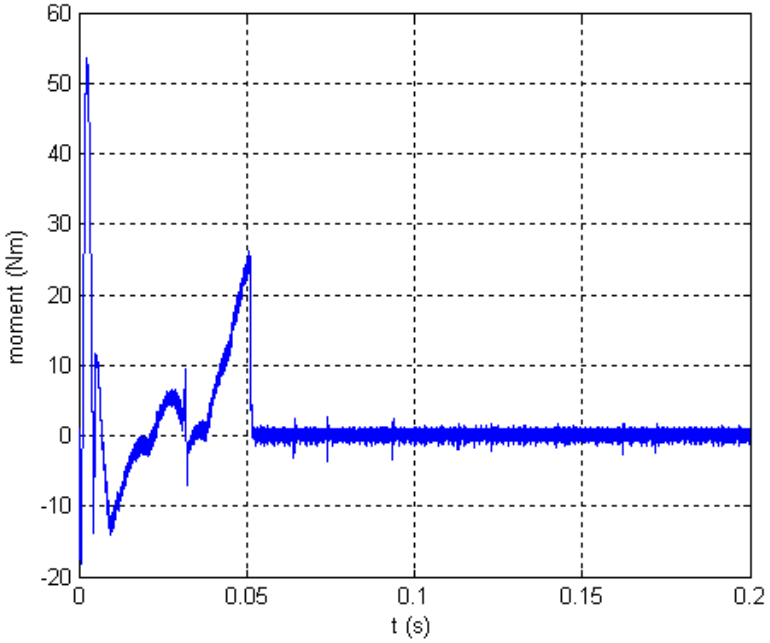
Motorun boşta çalışması durumu eğrileri Şekil 4.19 – Şekil 4.21'de sırasıyla boş çalışma stator akımları, hız değişimi ve boş çalışma durumunda üretilen moment eğrileri görülmektedir.



Şekil 4.19 Motor boş çalışma stator akımları



Şekil 4.20 Motor boş çalışma rotor hızı

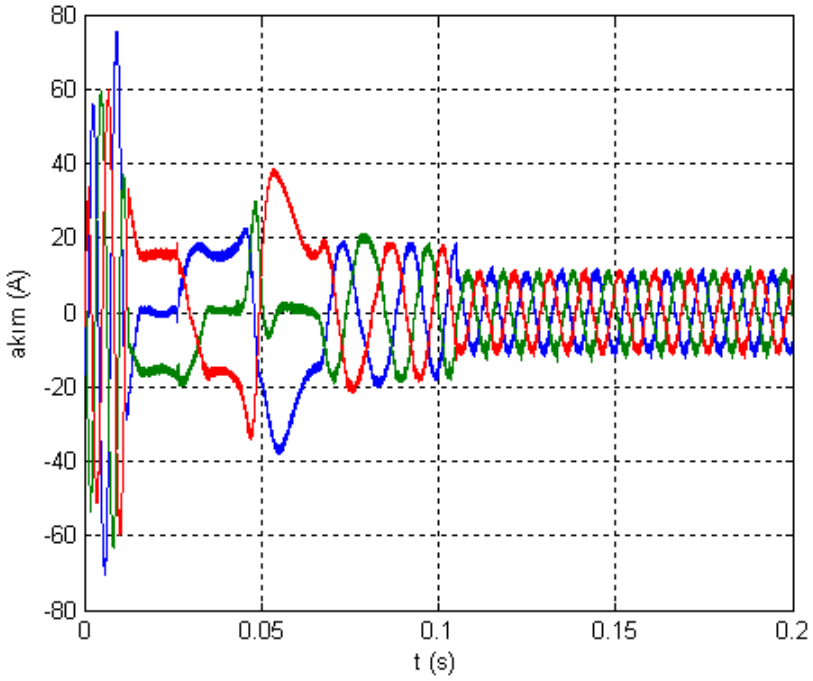


Şekil 4.21 Motor boş çalışma üretilen moment

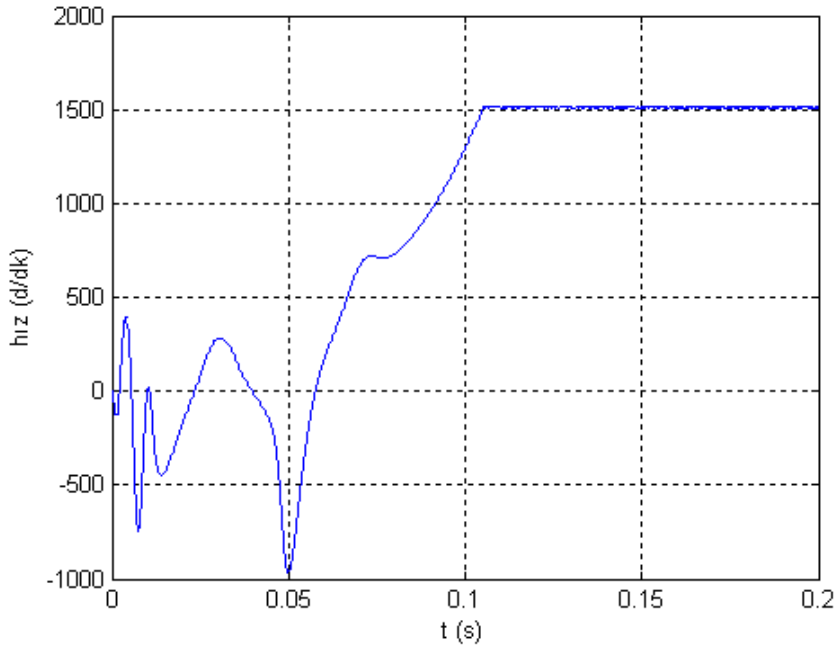
4.3.2 Yüklü çalışma

Bu simülasyon durumunda motor yol alma sürecince yüksüz çalıştırılmıştır. Motor hızı anma devrine ulaştıktan bir süre sonra motora yük uygulanmıştır.

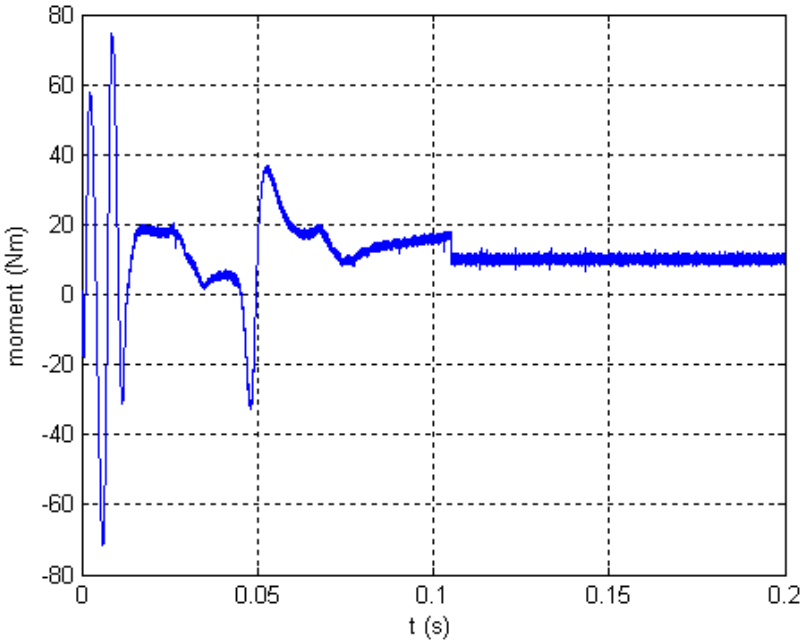
Şekil 4.22 – Şekil 4.24'de sırasıyla, stator akımları, hız değişimi ve moment eğrileri görülmektedir.



Şekil 4.22 Motor yüklü çalışma stator akımları



Şekil 4.23 Motor yüklü çalışma hızı

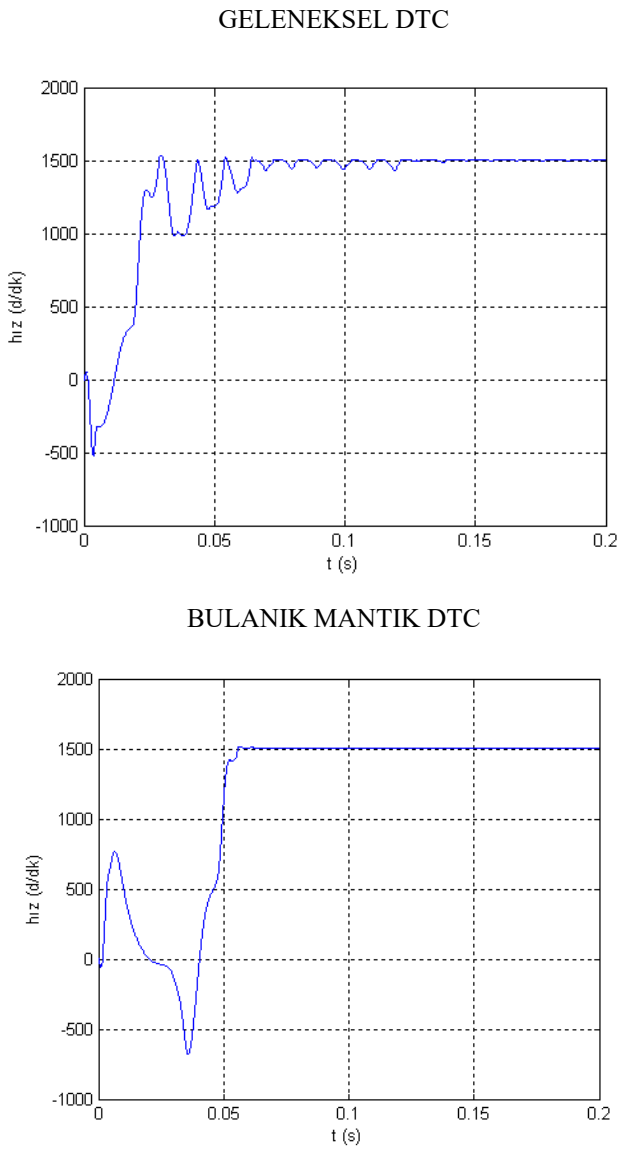


Şekil 4.24 Motor yüklü çalışma momenti

4.4 Tartışma ve Değerlendirme

Geleneksel DTC ve önerilen bulanık mantık DTC yöntemleri ile denetlenen motorların çıkış büyüklükleri karşılaştırılması, elektriksel büyüklükler yerine fiziksel büyüklükler üzerinden yapılması, kullanım amaçlarına daha uygun olacaktır. DTC yönteminde temel handikap moment salınımları olduğundan, önerilen yöntemin bu salınımlar üzerinde etkisi incelenecektir.

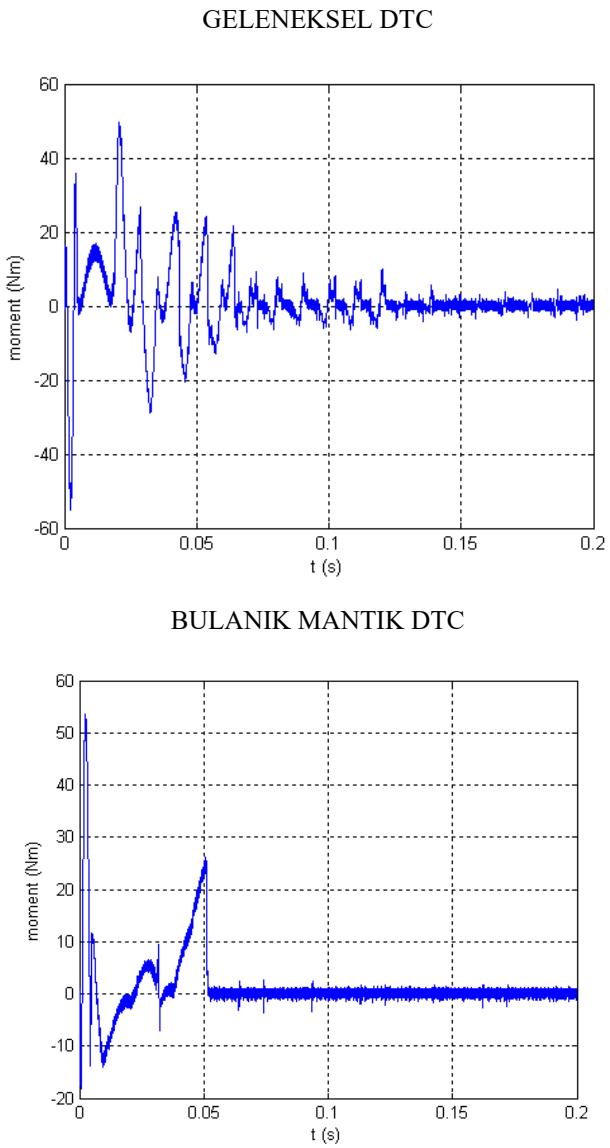
4.4.1 Yüksüz çalışma hız performansı



Şekil 4.25 Yüksüz çalışma hız performansları

Geleneksel ve Bulanık Mantık DTC motor boş çalışma durumundaki hız performansları Şekil 4.25'de görülmektedir. Geleneksel DTC yönteminde motor referans hız değerine yaklaşık 150ms de ulaşırken, Bulanık Mantık DTC de yaklaşık 60ms de ulaşmaktadır. Ayrıca kararlı durum bölgesinde ise geleneksel DTC yönteminde motor hız salınımlarının daha yüksek olduğu görülmektedir.

4.4.2 Yüksüz çalışma moment performansı



Şekil 4.26 Yüksüz çalışma moment performansları

Şekil 4.26'da motorun geleneksel ve bulanık mantık DTC yöntemleri ile denetlenmesine ait boş çalışma moment grafikleri verilmiştir.

Geleneksel DTC yönteminde karalı durum moment salınımları yaklaşık ±4 Nm seviyesinde iken bulanık mantık DTC yönteminde bu salınımlar yaklaşık ±2 Nm seviyesinde gerçekleşmiştir. Ayrıca geleneksel DTC de çok sayıda ani pik değişimi görülmektedir. Bulanık mantık DTC de ise çok az sayıda ani pik değişimi ile karşılaşılmaktadır.

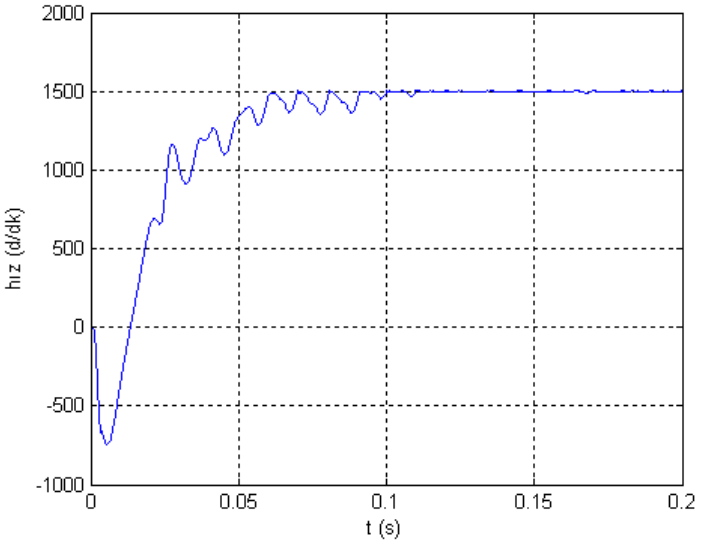
Geneli itibari ile boş çalışma performansı açısında karşılaştırıldığında, hız tepkisinde yaklaşık 3 kat iyileşme sağlanırken, moment salınımlarında yaklaşık %50 azalma sağlandığı görülmektedir. Bu durum boş çalışma şartları için, önerilen bulanık mantık tabanlı anahtarlama sisteminin DTC performansında ve dolayısı ile motorun dinamik hız ve moment tepkisinde belirgin bir iyileşme sağladığı söylenebilir.

4.4.3 Yüklü çalışma hız performansı

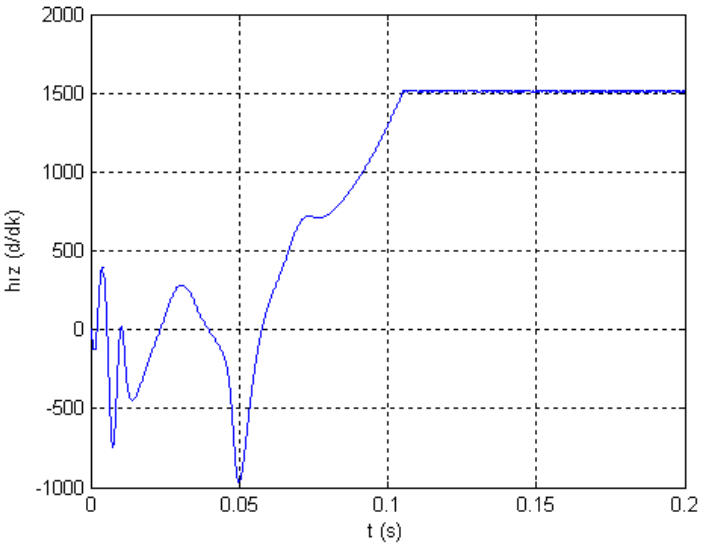
Motorun yüklü çalışmasına ait geleneksel ve bulanık mantık DTC hız tepkilerine ait grafikler Şekil 4.27'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Geleneksel DTC yönteminde motor referans hız değerine yaklaşık 100ms de ulaşırken, Bulanık Mantık DTC de de yaklaşık 100ms de ulaşmaktadır. Bu durum yüklü çalışma şartları için motor dinamik performansında bir değişim olmadığı şeklinde yorumlanabilir. Ancak kararlı durum bölgesinde ise geleneksel DTC yönteminde motor hız salınımlarının daha yüksek olduğu görülmektedir.

GELENEKSEL DTC



BULANIK MANTIK DTC

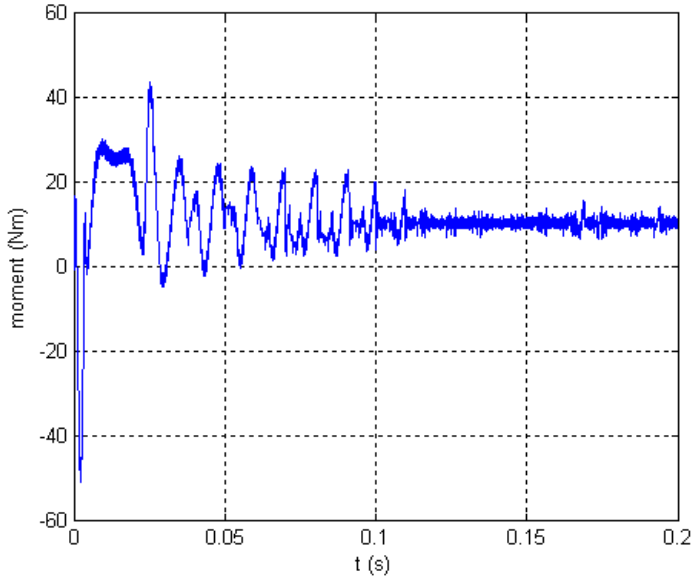


Şekil 4.27 Yüklü çalışma hız performansları

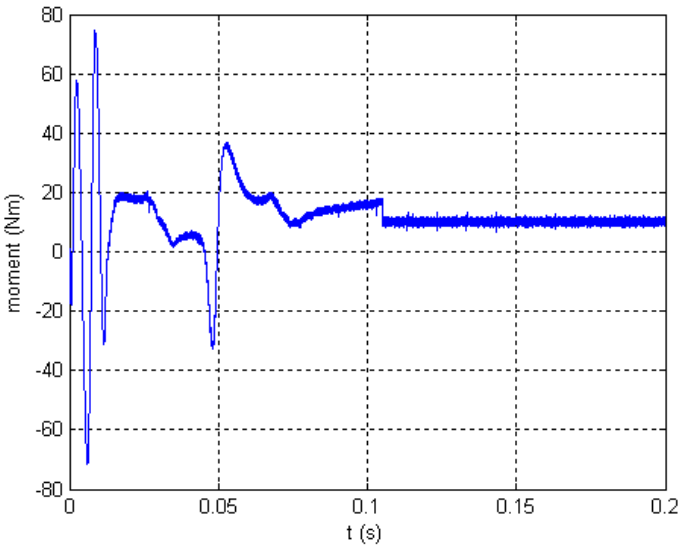
4.4.4 Yüklü çalışma moment performansı

Motorun yüklü çalışmasına ait geleneksel ve bulanık mantık DTC moment tepkilerine ait grafikler Şekil 4.28'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

GELENEKSEL DTC



BULANIK MANTIK DTC

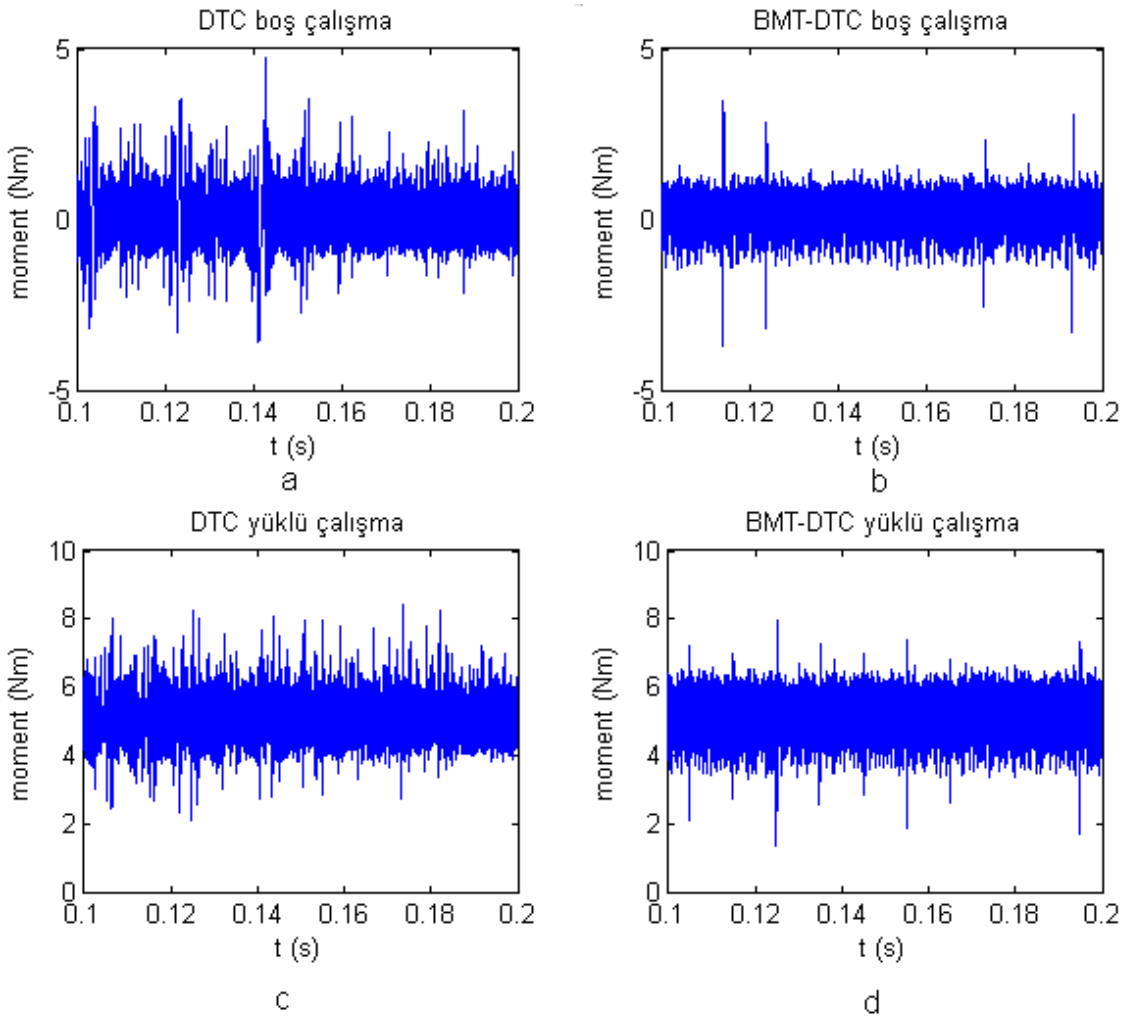


Şekil 4.28 Yüklü çalışma moment performansları

Geleneksel DTC yönteminde karalı durum moment salınımları yaklaşık ±2 Nm seviyesinde iken bulanık mantık DTC yönteminde bu salınımlar yaklaşık ±1 Nm seviyesinde gerçekleşmiştir. Ayrıca geleneksel DTC de çok sayıda ani pik değişimi görülmektedir. Bulanık mantık DTC de ise çok az sayıda ani pik değişimi ile karşılaşılmaktadır.

Geneli itibari ile yüklü çalışma performansı açısında karşılaştırıldığında, hız tepkisinde bariz bir fark görülmezken, moment salınımlarında yaklaşık %50 azalma sağlandığı görülmektedir. Bu durum yüklü çalışma şartları için, önerilen bulanık mantık tabanlı anahtarlama sisteminin DTC performansında ve dolayısı ile motorun dinamik hız ve moment tepkisinde belirgin bir iyileşme sağladığı söylenebilir.

Şekil 4.29'da sabit mıknatıslı senkron motorun 5 Nm referansı için moment eğrileri yakınlaştırılmış olarak görülmektedir



Şekil 4.29 5 Nm referansı için moment eğrileri

Şekil 4.29 a, b,c ve d de verilen eğriler incelendiğinde bulanık mantık DTC yöntemiyle kontrol edilen sabit mıknatıslı senkron motorun tork salınımının azaldığı görülmektedir.

Bu azalma hem salınım miktarında hem de genişliğinde olmaktadır. Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılmasının sağlıklı yapılabilmesi için aynı akı ve tork hata referans değerleri iki algoritmada da aynı seçilmiştir. Sonuç olarak sabit mıknatıslı senkron motorda tork salınımının azaltılmasında bulanık mantık DTC yönteminin başarılı olduğu söylenebilir.

Eğriler incelendiğinde motorların klasik direkt tork kontrolü yöntemi ile kontrollerinde göstermiş oldukları performansların birbirine yakın olduğu görülmektedir. Motorların tork salınım miktar ve genişlikleri arasında küçük farklılıklar var olmakla birlikte, bu farkların boş çalışmada sabit mıknatıslı senkron motor lehine iken, yüklü çalışmada asenkron motor lehine olduğu görülmektedir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Elektrik motorları ile tahrik edilen elektromekanik sistemlerde enerjinin verimli kullanılması, motordan maksimum performansın elde edilmesi ile doğrudan ilişkilidir. Bununla birlikte, tasarlanan sistemin amacı, uygulama alanı, uygulama yeri gibi pek çok kritere göre belirlenen motor tipinin de, sistem ihtiyaçlarına uygun seçilmesi gerekmektedir. Örneğin, sabit hız ihtiyacı olan sistemler için, değişken hızlı sürücü sistemlere uyumlu motorların kullanılması, sistem maliyetini artıracağından, sistemin maliyet/fayda oranını düşürecektir.

Son yıllarda, geleneksel enerji kaynaklarının konjonktürel durumu ve çevresel etkilerin göz önüne alınması ile, elektrik motorlarının kullanım alanları giderek artmaktadır. Özellikle insan ve yük taşımacılığında geleneksel fosil yakıt kullanan araçlar hızla terkedildiği, yerine elektrik enerjisi kullanan motorların yaygınlaştığı görülmektedir. Elektrik motoru kullanılan bu tip araçların verimliliği ise kullanılan motorun karakteristiği ve motor için kullanılan kontrol yöntemi ile doğrudan ilişkilidir.

Yarı iletken güç sistemleri ve manyetik malzeme alanında yaşanan hızlı gelişmeler neticesinde, hayatımıza giren fırçasız motor teknolojisi, boyutlarına oranla yüksek moment üretebilme kabiliyetleri ile, elektrik araç alanında geniş kullanım alanı bulmuşlardır. Buna paralel olarak, fırçasız motorların yüksek performanslı denetimleri de önem kazanmıştır.

Geçmişte alternatif akım motorlarının denetimleri için önerilen vektörel denetim yaklaşımı, motorda sağladığı hızlı dinamik tepki ve görece basit denetim yapıları sayesinde oldukça popüler olmuştur. Bu birikim, yeni tip fırçasız motor teknolojisine de aktarılarak, vektörel tabanlı denetim sistemleri, fırçasız motorlar içinde tercih edilen bir denetim yöntemi haline gelmiştir.

Fırçasız motor ailesi içinde yer alan Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların denetiminde vektörel tabanlı doğrudan moment denetimi yöntemini inceleyen bu çalışma ile, geçmişte

geleneksel olarak uygulanan doğrudan moment denetimi yönteminin, bulanık mantık yaklaşımı kullanılarak performansının artırılması amaçlanmıştır.

Bu amaçla, sabit mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeline dayanan bir denetim sistemi oluşturularak, geleneksel doğrudan moment denetimi için yeni bir bulanık denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan bu bulanık denetleyici, geleneksel doğrudan moment denetimini sürecinin en kritik elemanlarından olan, optimum anahtarlama durumunun seçildiği alana uygulanmıştır. Bu sayede, bulanık mantık denetleyicilerin, denetim sistemlerine kazandırdığı, esnek ve insan yargısına benzeyen yargı süreci doğrudan moment denetimi sistemine kazandırılması amaçlanmıştır.

Önerilen sistemin başarımı için, farklı hız ve yük senaryolarını içeren benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiş, geleneksel doğrudan moment denetimi sistemi ile önerilen bulanık tabanlı sistemin performansları farklı yönleri ile karşılaştırılmıştır.

Yapılan çalışmalar, önerilen sistemin, motorun hız ve moment şartlarına bağlı olarak değişmekle birlikte, motor performansında ortalama %50 artış sağladığı görülmüştür. Bu performans artışı, motorun moment salınımlarında meydana gelmiştir. Vektörel denetim yöntemlerinin en temel handikaplarından birinin yüksek moment salınımları olduğu düşünüldüğünde, önerilen bu yöntemin kazanımının oldukça önemli olduğu söylenebilir.

Ancak, önerilen yöntem ile, vektörel denetim sistemlerinin diğer bir önemli dezavantajı olan, düşük hızlarda kararsızlık ve denetim performansının azalması gibi sorunların çözümlenemediği tespit edilmiştir. İleri dönem çalışmalar bu konuda farklı denetim yaklaşımları ile bu sorunların da çözümüne yönelik yapılabilecektir. Ayrıca sistemin geçici durum performansı da tatmin edici seviyede gerçekleşmemiştir. Bu çalışmayı baz alacak olan araştırmacıların, belirtilen konularda ilerleme sağlayacak alanlara yönelmelerinin yerinde olacağı düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

Achalhi, A., Belbounaguia N. and Bezza, M. 2018. A novel modified DTC scheme with speed fuzzy-PI controller. 2018 4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA), 1-5.

Açıkgöz, H. 2010. Vektör denetim yöntemi ve doğrudan moment denetim yöntemi uygulanan bir asenkron motorda hız denetim performanslarının karşılaştırılması. Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, 89 sayfa, Elazığ.

Albedwi, S. 2020. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Devre Parametrelerinin Çevrimiçi Kestirimi. Yüksek Lisans Tezi, Kastamonu Üniversitesi, 59 sayfa, Kastamonu.

Bhalla, S. and Kumar, J. 2015. Implementation of Space Vector Modulation for Two Level Inverter and its Comparision with SPWM. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 4(6): 5012-5019.

Blaschke, F. 1972. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review, 34: 217–220.

Buja, G., Casadei, D. and Serra, G. 1997. Direct torque control of induction motor drives. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, 1: 2-8.

Büyükabalı, S. 2021. Düşük Hız Bölgesi için Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (PMSM) Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Gebze Teknik Üniversitesi, 68 sayfa, Gebze.

Chapuis, Y.A., Pelissou, C. and Roye, D. 1995. Direct Torque Control of induction machine under square wave conditions. Industry Applications Conference, IAS'95, 1: 343-349.

Depenbrock. M. 1992. Direct self-control of inverter-fed induction machine. IEEE Transactions on Power Electronics, 3(4): 420-429.

Dube, L., Ndlangamandla, M. S. and Bayoumi, E. H. E. 2020. Robust DTC for three phase induction motor drive systems using FSTPI. 2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon), 176-181.

El Ouanjli, N., Derouich, A. and El Ghzizal, A. 2019. Modern improvement techniques of direct torque control for induction motor drives - a review. Prot Control Mod Power Syst 4(11): 1-12.

Fahassa, C., Akherraz M. and Zahraoui, Y. 2018. ANFIS speed controller and intelligent dual observer based DTC of an induction motor. 2018 International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT), 1-6.

Girija, P. K. and Prince, A. 2014. Robustness evaluation of SMO in sensorless control of BLDC motor under DTC scheme. 2014 International Conference on Power Signals Control and Computations (EPSCICON), 1-6.

Juhasz, G., Halasz, S. and Veszpremi, K. 2000. New aspects of a Direct Torque Controlled induction motor drive", IEEE ICIT' 2000: The International Conference on Industrial Technology, 43-48.

Kakouche, K., Guendouz, W., Rekioua, T., Mezani S. and Lubin, T. 2019. Application of fuzzy controller to minimize torque and flux ripples of PMSM. 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), 1-6.

Kang, J. and Sul, S. 2001. Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters. IEEE Trans. on Industrial Electronic, 48(3): 545-553.

Karlovsky, P. and Jiri L. 2018. Induction motor drive direct torque control and predictive torque control comparison based on switching pattern analysis. Energies 11(7): 1793-1801.

Kongchoo, N., Santiprapan, P. and Jindapetch, N. 2021. Mathematical model of permanent magnet synchronous motor. Asia Pasific Conference on Robot IO System Development and Platform. (APRIS2020), Information Proceedings Society of Japan. 69-70.

Korkmaz, F. 2011. Asenkron motorun yapay sinir ağı tabanlı doğrudan moment denetimi yöntemi ile hız denetimi. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, 157 sayfa, Ankara

Kül, S. 2015. Doğrudan yol vermeli sabit mıknatıslı senkron motor tasarımı ve tasarım optimizasyonu. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, 78 sayfa, Konya.

Li, Y., Hu, H. and Chen, J. 2001. Predictive control of torque and flux of induction motor with an improved stator flux estimator. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 1464-1469.

Mars, R., Bouzidi, B., Badsi, B.E. and Yangui, A. 2018. DTC of three-level inverter fed brushless DC motor drives with torque ripple reduction. Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 1-10.

Mehedi, F., Djilali, A. B., Yahdou A. and Bouyakoub, I. 2019. Fuzzy logic based DTC-SVM for speed control of five-phase IPMSM. 2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 1-6.

Menlibar, O. 2009. Asenkron motorda moment dalgalanmalarının ve gürültünün azaltılması. Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, 103 sayfa, İstanbul

Mohan, M., Khalid, D. and Binojkumar, A. C. 2021. Performance analysis of permanent magnet synchronous motor under DTC and space vector-based DTC schemes with MTPA control," 2021 International Conference on Communication, Control and Information Sciences (ICCISc), 1-8.

Naik V., Singh, S.P. and Panda, A.K. 2020. An interval type-2 fuzzy-based DTC of IMD using hybrid duty ratio control. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(8): 8443-8451.

Niu, F., Wang, B., Babel, A.S., Li, K. and Strangas, E. G. 2016. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(2), 1408–1424

Omara, A. M., Sleptsov M. and Diab, A. A. Z. 2018. Cascaded fuzzy logic based direct torque control of interior permanent magnet synchronous motor for variable speed electric drive systems. 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 1-6.

Pandey, R., Panda, A.K. and Patnaik, N. 2020. Comparative performance analysis of DTC fed three-phase and five-phase induction motor. 5th International Conference on Devices, Circuits and Systems (ICDCS), 162-166.

Patil, M. S., Medhane, R. and Dhamal, S. S. 2020. Comparative analysis of various DTC control techniques on BLDC motor for electric vehicle. 7th International Conference on Smart Structures and Systems (ICSSS), 1-6.

Sarıoğlu, K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S. 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü. Birsen Yayınevi, 270 sayfa, İstanbul.

Semenov, A. S., Khubieva V. M. and Kharitonov, Y. S. 2018. Mathematical modeling of static and dynamic modes DC motors in software package MATLAB. International Russian Automation Conference (RusAutoCon), 1-5.

Shankar, V.K.A., Umashankar, S. and Paramasivam, S. 2017. ANFIS-DTC based solar PV water pumping using synchronous reluctance motor. International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy), 1-6.

Simpkins, A. and Todorov, E. 2010. Position estimation and control of compact BLDC motors based on analog linear Hall effect sensors. Proceedings of the 2010 American Control Conference, 1948-1955.

Takahashi. I. and Noguchi. T. 1986. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Trans. on Industry Applications, IA(22): 820–827.

Vas. P. 1998. Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 584 pages, Oxford.

Wang, M. Sun, D. W. Ke and H. Nian, "A Universal Lookup Table-Based Direct Torque Control for OW-PMSM Drives," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 6, pp. 6188-6191, June 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3037202.

Yetgin. A.S. 2020. Radyal akı yönlendirmeli sabit mıknatıslı fırçasız DA motorun oluk-kutup sayısı değişiminin manyetik akı yoğunluğu üzerindeki etkisinin belirlenmesi. Mehmet Akif Ersoy Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi 11(1): 256-265.

Zahraoui, Y., Fahassa, C., Akherraz, M. and Bennassar, A. 2016. Sensorless vector control of induction motor using an EKF and SVPWM algorithm. 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 588-593.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Adı ve Soyadı : Didem KORKMAZ

Eğitim

Yüksek Lisans	Çankırı Karatekin Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı	2020-Halen
Lisans	Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü	1996-2000

İş Deneyimi

Yıl	**Kurum**	**Görev**
2000-Halen	Milli Eğitim Bakanlığı	Öğretmen