

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN UZAY VEKTÖR
MODÜLASYONLU ALAN YÖNLENDİRME VE DOĞRUDAN
MOMENT KONTROLÜNÜN BENZETİM VE ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HÜSEYİN KOCABİYİK

DENİZLİ, TEMMUZ - 2019

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN UZAY VEKTÖR
MODÜLASYONLU ALAN YÖNLENDİRME VE DOĞRUDAN
MOMENT KONTROLÜNÜN BENZETİM VE ANALİZİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HÜSEYİN KOCABIYIK

DENİZLİ, TEMMUZ - 2019

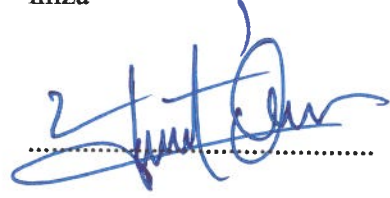
KABUL VE ONAY SAYFASI

HÜSEYİN KOCABIYIK tarafından hazırlanan “Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Uzay Vektör Modülasyonlu Alan Yönlendirme ve Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi ve Analizi” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 11.07.2019 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Prof. Dr. Yusuf ÖNER
Pamukkale Üniversitesi




Üye
Prof. Dr. Okan BİNGÖL
Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi



Üye
Doç. Dr. Selim KÖROĞLU
Pamukkale Üniversitesi



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 21/08/2019 tarih ve 33/23 sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

Hüseyin KOCABIYIK

ÖZET

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN UZAY VEKTÖR
MODÜLASYONLU ALAN YÖNLENDİRME VE DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNÜN BENZETİMİ VE ANALİZİ
YÜKSEK LİSANS TEZİ
HÜSEYİN KOCABİYİK
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. YUSUF ÖNER)

DENİZLİ, TEMMUZ - 2019

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, yüksek güç yoğunluğu, veriminin fazla olması, bakım maliyetinin az olması gibi sebeplerle endüstriyel sanayide asenkron motorların yerini almaya başlamıştır. Son yıllarda bu motorlar üzerine yapılan çalışmaların sayısı artmıştır. Literatürdeki çalışmalar özellikle bu motorların vektörel kontrol yöntemleri üzerine odaklanmıştır. Vektörel kontrolün amacı AA motorlarını bir DA motoru gibi kolayca kontrol edebilmektir. Bu kontrol yönteminin açıklanmasında matematiksel model, eksen dönüşümleri, uzay vektör teorisi, uzay vektör modülasyonu, gerilim vektörlerinin seçimi gibi kavramlar önemli yer tutar.

Yapılan bu tez çalışmasında öncelikle sabit mıknatıslı senkron motorun yapısı, mıknatıs yapıları, kullanım alanları, avantaj ve dezavantajları incelenmiştir. Ardından motora ait matematiksel model ortaya konulmuş, vektörel kontrol konusuna giriş yapıp, uzay vektör teorisi, uzay vektör modülasyonu, evirici modelleri hakkında bilgi verilip Alan Yönlendirmeli ve Doğrudan Moment kontrolü yöntemleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir. Son bölümlerde ANSYS Maxwell programında tasarlanan bir sabit mıknatıslı senkron motorun yine başka bir ANSYS programı olan Simplorer'da evirici devresi tasarlanıp, Alan Yönlendirmeli ve Doğrudan Moment kontrol algoritma ve kontrol blokları oluşturularak motorun benzetimi sağlanmıştır. Yapılan analiz sonucu iki kontrol yöntemi karşılaştırılmış ve sonuçlar tartışılmıştır.

ANAHTAR KELİMELEER: SMSM, AYK, DMK, ANSYS, Simplorer, Maxwell, Uzay Vektör Modülasyonu

ABSTRACT

ANALYSIS AND SIMULATION OF DTC AND FOC CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE MSC THESIS

HUSEYİN KOCABIYIK

**PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

(SUPERVISOR:PROF. DR. YUSUF ONER)

DENİZLİ, JULY 2019

Permanent magnet synchronous motors have started to replace asynchronous motors in industrial industry due to high power density, high efficiency and low maintenance cost. In recent years, the number of studies on these electrical motors has increased. Studies in the literature have focused on vector control methods of these motors. The purpose of vector control is to control AA motors as easily as a DC motor. Concepts such as mathematical model, axis transformations, space vector theory, space vector modulation, selection of voltage vectors have an important place in explaining this control method.

In this thesis, the structure of permanent magnet synchronous motor, magnet structures, usage areas, advantages and disadvantages are examined. Then, the mathematical model of the motor is introduced, the vector control topic is introduced, space vector theory, space vector modulation, inverter models are given and Field Oriented and Direct Torque Control methods are examined in detail. In the last sections, the inverter circuit of a permanent magnet synchronous motor which is designed in ANSYS Maxwell program is designed in Simplorer, which is another ANSYS program. As a result of the analysis, two control methods were compared and the results were discussed.

ANAHTAR KELİMELER: PMSM, FOC, DTC, ANSYS Simplorer, Maxwell, Space Vector Pulse Width Modulation

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SEMBOL LİSTESİ	viii
KISALTMALAR LİSTESİ	ix
ÖNSÖZ.....	x
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Araştırması	2
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	6
2.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması.....	8
2.1.1 Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor	9
2.1.2 İçten Mıknatıslı Senkron Motor.....	10
2.2 Sürekli Mıknatıslanma ve SMSM’de kullanılan Malzemeler	10
2.2.1 Mıknatıs Malzemelerin Tarihsel Süreci.....	11
2.2.2 Mıknatısların Manyetik Parametreleri	12
2.2.3 Sıcaklığın Mıknatıslığa Etkisi.....	13
2.2.4 SMSM’de Kullanılan Mıknatıslar ve Karşılaştırılması	14
2.3 SMSM’nin Avantaj ve Dezavantajları	15
3. SMSM MATEMATİKSEL MODELLENMESİ	16
3.1 Uzay Vektör	16
3.2 Eksen Dönüşümleri	17
3.2.1 Clarke Dönüşümü	18
3.2.2 Ters-Clarke Dönüşümü.....	18
3.2.3 Park Dönüşümü.....	18
3.2.4 Ters Park Dönüşümü	20
3.3 SMSM’in 3 Faz Stator Düzleminde Matematiksel Modeli.....	20
3.4 SMSM’nin Rotor Referans Düzleminde (d-q) Modellenmesi	23
3.5 SMSM’nin İki Faz Sabit Referans (α - β) Modellenmesi	24
4. SMSM’NİN KONTROL YÖNTEMLERİ	26
4.1 Skaler Kontrol (V/f Kontrol).....	26
4.2 Vektör Kontrol	27
4.2.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK).....	28
4.2.2 Doğrudan Moment Kontrolü	31
4.2.3 DMK ve AYK Yöntemlerinin Ortak ve Farklı Yönleri.....	33
4.2.4 DTC-SVM Yöntemi	45
5. SMSM’NİN VEKTÖREL KONTROLÜNÜN ANSYS SIMPLORER İLE BENZETİMİ.....	51
5.1 SMSM’nin ANSYS Maxwell Programında Benzetim ve Sonuçları..	51
5.2 SMSM’nin AYK ile Benzetimi	53
5.2.1 Sektör Belirlenmesi.....	56

5.3	SMSM'nin DMK ile Benzetimi	58
5.3.1	SMSM'nin Alan Yönlendirmeli ve Doğrudan Moment Kontrolün Benzetim Sonuçları.....	62
6.	SONUÇ VE ÖNERİLER	67
7.	KAYNAKLAR.....	69
8.	EKLER.....	75
9.	ÖZGEÇMİŞ	78

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: SMSM örneği	7
Şekil 2.2: SMSM İç Yapısı (Bal 2004).....	8
Şekil 2.3: Yüzey mıknatıslı senkron motorun genel görünümü (Özçira 2007)..	9
Şekil 2.4: İçten mıknatıslı senkron motorun genel görünümü (Özçira 2007) ..	10
Şekil 2.5: Çeşitli mıknatısların B_r ve H_{cb} değerlerini gösteren grafikler	12
Şekil 2.6: Bir mıknatısa ait B-H eğrisi.....	13
Şekil 3.1: Akı eksenleri.....	17
Şekil 3.2: 2-faz eksenleri	18
Şekil 3.3: Stator eşdeğer devresi.....	20
Şekil 3.4: SMSM'in d-q eşdeğer devresi.....	23
Şekil 4.1: V/f kontrolün blok diyagramı.....	26
Şekil 4.2: DA motorun uyarım devresi.....	27
Şekil 4.3: Alan yönlendirmeli moment kontrol blok diyagramı.....	29
Şekil 4.4: Sektör bölgelerinin tanımlanması.....	32
Şekil 4.5: Farklı eksenlerde rotor ve stator akıları.....	35
Şekil 4.6: Gerilim vektörleri ve bölgeleri	36
Şekil 4.7: DGM evirici	38
Şekil 4.8: İki Seviyeli 3 faz gerilim anahtarlamalı eviricilerin gerilim şekilleri43 a)Faz –orta nokta gerilimi b) Faz-toprak gerilimi c)Fazlar arası gerilim.....	43
Şekil 4.9: Klasik DMK yönteminin blok diyagramı.....	44
Şekil 4.10: Stator akısı örnek a) 1. bölgede b) 2. bölgede gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi	44
Şekil 4.11: Kapalı çevrim moment ve akı kontrollü DTC-SVM'in blok diyagramı	46
Şekil 4.12: Moment hatası değeri hatasından P ve I sabitleri ile V_d geriliminin elde edilmesinin blok diyagramı	47
Şekil 4.13: Akı değeri hatasından P ve I sabitleri ile V_d geriliminin elde edilmesinin blok diyagramı	47
Şekil 5.1: SMSM ANSYS Maxwell'de genel görünümü.....	52
Şekil 5.2: ANSYS Maxwell'de motorun uyarım sargıları	52
Şekil 5.3: ANSYS Simplorer'de AYK genel görünümü	53
Şekil 5.4: Maxwell'de tasarımı yapılan motorun RMXprt halinin Simplorer'a eklenmiş durumu	54
Şekil 5.5: Simplorer AYK yöntemi Park dönüşümü	54
Şekil 5.6: Simplorer AYK yöntemi Clarke dönüşümü.....	54
Şekil 5.7: U_d ve U_q gerilimlerinin elde edilmesi.....	55
Şekil 5.8: Moment ve hız kontrol blok diyagramları.....	55
Şekil 5.9: UVDGM bloğunda X,Y ve Z sürelerinin hesaplanması	56
Şekil 5.10: Sektör sürelerinin hesaplanması.....	56
Şekil 5.11: UVDGM bloğunda T_1 ve T_2 sürelerinin hesaplanması	57
Şekil 5.12: UVDGM bloğunda anahtarlama sürelerinin hesaplanması.....	57
Şekil 5.13: Eviricide tetikleme darbelerinin oluşturulması	58
Şekil 5.14: ANSYS Simplorer'de DMK yönteminin genel görünümü	59
Şekil 5.15: SMSM'nin DMK yönteminde Simplorer'a eklenmiş hali	60
Şekil 5.16: DMK'de U_d geriliminden akı hesabı.....	60
Şekil 5.17: Akı farkının PI kontrolden geçirilip U_d gerilimi hesabı	61

Şekil 5.18: Moment farkının PI kontrolden geçirilip U_q gerilimi hesabı	61
Şekil 5.19: a) AYK-DMK ve UVDGM yöntemi ile sürülen SMSM'nin moment-zaman grafikleri b) Yakınlaştırılmış moment-zaman grafiği.....	62
Şekil 5.20: Alan Yönlendirmeli Kontrole ait moment grafiği.....	63
Şekil 5.21: Doğrudan moment kontrole ait moment grafiği.....	63
Şekil 5.22: SMSM'nin hız-zaman grafikleri	64
Şekil 5.23: I_q akım grafiği.....	64
Şekil 5.24: a) SMSM AYK ve DMK için gerilim-zaman grafikleri b) DGM darbe gerilimleri sonucu sinüs şeklinde oluşan gerilim grafikleri	65
Şekil 5.25: SMSM AYK ve DMK için akım grafikleri.....	65
Şekil 5.26: Her iki yöntemde de UVDGM kısmının genel görünümü	66

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: Çeşitli mıknatısların kalıcı akı yoğunluğu ve mıknatıslanmayı giderici kuvvet değerleri.....	12
Tablo 2.2: Çeşitli mıknatıslara ait Curie sıcaklığı ve çalışma sıcaklığı değerleri	14
Tablo 2.3: Önemli sabit mıknatısların avantaj ve dezavantajları	14
Tablo 4.1: AYK ve DMK yöntemlerinin karşılaştırılması.....	34
Tablo 4.2: Anahtarlama tablosu	39
Tablo 4.3: Farklı anahtarlama durumlarında gerilim tablosu.....	42
Tablo 4.4: Eviriciler için histerisiz çıkışları	45
Tablo 4.5: P sabitine göre sektör belirlenmesi	48
Tablo 4.6: Farklı sektörler için T1 ve T2 sürelerinin belirlenmesi	49
Tablo 4.7: Farklı sektörler için karşılaştırmalı sürelerinin belirlenmesi	50

SEMBOL LİSTESİ

B	:	Manyetik akı yoğunluğu
B_r	:	Kalıcı Akı yoğunluğu
B_m	:	Makine ve dönen sistemin sürtünme katsayısı
H	:	Manyetik alan şiddeti
H_c	:	Mıknatısın koersitif kuvveti
I_a, I_b, I_c	:	Stator akımları
I_α, I_β	:	α-β eksenli stator akımları
I_d, I_q	:	d-q eksenli stator akımları
J	:	Atalet momenti
K_p, K_i	:	Kontrolörün oransal ve integral kazançları
L_s	:	Stator indüktansı
L_d, L_q	:	d-q eksenli indüktansları
I_a	:	Endüvi Akımı
I_f	:	Uyartım Akımı
p	:	Motorun çift kutup sayısı
P	:	Sektör sabiti
R_s	:	Stator direnci
S_a, S_b, S_c	:	Üç faz anahtarlama durumları
T	:	Moment Histerisiz Karşılaştırıcı
T_c	:	Kritik Sıcaklık
T_e	:	Elektriksel Moment
T_L	:	Yük momenti
T_{ref}	:	Referans Moment
T_s	:	Anahtarlama periyodu
T_{hes}	:	Hesaplanan Moment
U_a, U_b, U_c	:	3 faz gerilimler
V_{dc}	:	DA Gerilim
V₀, V₁.. V₇	:	Uzay Durum Vektörleri
V_a, V_b, V_c	:	Stator faz-nötr gerilimleri
V_d, V_q	:	d-q eksenli stator gerilimleri
X, Y, Z	:	T ₁ ve T ₂ sabitleri için katsayılar
φ_a, φ_b, φ_c	:	Faz sargılarının toplam akıları
φ_d, φ_q	:	d-q eksenli stator akıları
φ_s	:	Stator akısı
φ_m	:	Sabit mıknatısların oluşturduğu kalıcı mıknatıs sabiti
θ_e	:	Rotorun elektriksel yer değiştirmesi
ω_e	:	Elektriksel açısal hız
ω_r	:	Mekaniksel açısal hız
Ψ	:	Akı Histerisiz Karşılaştırıcı
φ_{ref}	:	Referans Akı
φ_{hes}	:	Hesaplanan Akı

KISALTMALAR LİSTESİ

SMSM	:	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
AA	:	Alternatif Akım
DA	:	Doğru Akım
PI	:	Oransal İntegral Kontrolörü
YMSM	:	Yüzeysel Mıknatıslı Senkron Motor
IMSM	:	İçten Mıknatıslı Senkron Motor
DMK	:	Doğrudan Moment Kontrolü
AYK	:	Alan Yönlendirmeli Kontrol
UVDGM	:	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
MMK	:	Magneto motor kuvveti
FDAM	:	Fırçasız Doğru Akım Motoru
DGM	:	Darbe Genişlik Modülasyonu

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında yüksek hızlı tren motorlarından elektrikli araçlara, asansörlerden otomasyon sistemlerine kadar geniş bir skalada kullanılan Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar için bir evirici tasarlanmış, bu evirici Alan Yönlendirmeli ve Doğrudan Moment Kontrolü yöntemleri ile kontrol edilmiştir. Doğrudan Moment Kontrolü yöntemindeki moment dalgalanmalarını gidermeye yönelik yeni bir yöntem sunulmuş ve daha kararlı bir moment grafiği elde edilmiştir. İki kontrol yöntemi ile sürülen motorun davranışları incelenmiş ve sonuçlar tartışılmıştır.

Bu çalışma esnasında, yüksek lisans eğitiminin başından beri her türlü desteğini esirgemeyen ve yanımda olan değerli tez danışmanım; Prof. Dr. Yusuf ÖNER hocama teşekkürü bir borç bilir, katkılarından dolayı sonsuz şükranlarımı iletirim. Yine fikir, öneri ve her türlü yardımlarından dolayı Sn. Metin ERSÖZ, Nazım YILDIZ ve M. Selman BAĞ'a teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca bu çalışma süresince özveri ile her zaman yanımda olan canım babam, annem, kız kardeşim ve sevgili eşime yürekten teşekkürlerimi vurgulamak isterim.

1. GİRİŞ

Elektrik makineleri endüstriyel sanayinin hemen hemen bütün alanlarında kullanılır. Değişik hız uygulamalarının gerektiği uygulamalarda DA motorları kontrol yönteminin kolaylıkla sağlanabilmesi sayesinde genişçe kullanılırdı. DA motorlarının moment ve akı kontrolü, birbirinden bağımsız uyarma ve endüvi akımlarının değiştirilmesi ile sağlanabilir ve hızlı bir geçici durum cevabına sahiptir. Fakat bu motorların fırça-kollektör düzeneklerinin yapısı uzun vadede olumsuz problemler ortaya çıkarır (Pillay ve Krishnan 1989)

Diğer tarafta AA Motorları verimlilikleri, dayanıklı olmaları, bakım onarım masraflarının az olması sebebiyle sanayide çok sıklıkla kullanılır. Fakat DA motorlarına göre AA motorlarını kontrol etmek daha zordur. DA motorlarında sadece akımın genliği kontrol edilir fakat AA motorlarında ise akımın genlik, açı ve faz bileşenleri olmak üzere akım vektörü kontrolü sağlanır. Gelişen mikroişlemci ve güç elektroniği devreleri sayesinde vektör kontrolü ilkesine dayanan sürücü sistemleri AA motorlarının da kontrolünü kolaylaştırmıştır (Bose 1992).

SMSM AA motorları sınıfındandır, çıkık kutuplu motorlara benzer fakat alan sargısı oluşturmak için rotor üzerine güçlü mıknatıslar yerleştirilmiştir. Sabit mıknatıs uyarım geriliminin değiştirilememesine sebep olur. SMSM'ler aynı boyuttaki ve alan sargılı motorlara göre daha büyük devrilme momentine sahiptirler. SMSM'lerde alan sargısı olmaması, uyarım sargısının ve düzeneğinin bulunmaması, ventilasyon sistemlerinin kolaylığı gibi nedenler motoru daha verimli hale getirir.

Vektör kontrol yönteminde, AA motorun akım bileşeni birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenlerine çevrilerek bir DA motora benzer şekilde kontrol edilir. AA motorlarda bütün akılar senkron hızda dönerler, 3 fazlı akımda bir magneto motor kuvveti meydana getirir. Vektör kontrolü, mmk ile bir akımın eksenlerini birbirine dik olacak şekilde çakıştırır. Özellikle stator akımının mmk rotor akısına ortogonal olacak şekilde yerleştirmek daha kolaydır. Bu akımın rotor akımına yönlendirilmesinden dolayı bu vektör kontrol yöntemine Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) denir.

1986 yılında Takashi tarafından Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) adında bir kontrol metodu geliştirilmiş ve asenkron makinelerle uygulanmıştır. DMK yönteminde ise akı tolerans değeri ile momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek bir anahtarlama sırası oluşturmasına dayanır.

1.1 Literatür Araştırması

Hasse (1969) vektör kontrol yönteminin adımlarını atmıştır. Bu çalışmalarda asenkron motorun, serbest uyarımlı DA motoru gibi kontrol edilebileceği teorik olarak ileri sürülmüştür.

Takahashi ve Noguchi (1986) asenkron motor için hızlı cevap sağlayan, vektör kontrol yöntemine alternatif olarak DMK kontrol yöntemi sunmuşlardır. Bu yöntem, akı ve moment kullanılarak, evirici yerine en uygun gerilim vektörünü seçme üzerine kurulmuştur. Simülasyon ile çalışmalarının doğruluğunu sağlamışlardır.

Deppenbrock (1988) yaptığı çalışmalarla Doğrudan Kendinden Kontrol (DSC) adı verilen yöntemini sunmuştur. Gerilim kaynaklı evirici ile beslenen bir asenkron motor için geliştirdikleri bu yöntemde ölçülen akım ve gerilim bilgisi ile stator direnci sayesinde moment ve üç faz stator akıları tahmin edilerek referans değerlerle karşılaştırılır. Evirici anahtarlama işaretleri, akı histerezis kontrolörlerinin çıkış bilgisinin, moment durumuna göre seçilmesiyle sağlanır. Doğrudan moment kontrolünden farkı, anahtarlama tablosunun olmamasıdır. Bu doğrudan moment kontrolde temeli oluşturur.

Pillay ve Krishnan (1988) sabit mıknatıslı motorları sınıflandırarak SMSM ve Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM) olarak ikiye ayırmışlardır. SMSM sinüzoidal emk'ya sahip olup, moment üretmek için sinüzoidal stator akımları gerektirir. Diğer taraftan FDAM trapezoidal emk'ya sahip olup sabit moment için dikdörtgen dalga stator akımları gerektirmektedir. SMSM'yi rotoru sargılı bir senkron makineye, alan sargısı yerine sürekli mıknatısla uyarılmak üzere, rotor konum bilgisi açısından benzetmişlerdir.

Sepe ve Lang (1992) SMSM'un kapalı çevrim hız kontrol sisteminin teorik ve deneysel analizini yapmışlardır.

Rahman ve Zhong (1997) yaptıkları araştırmada stator ile rotor akısı arasındaki açının artmasının momenti de arttırdığını matematiksel olarak ispatlamışlardır. Stator akısını ne kadar hızlı döndürülürse moment cevabının da o kadar hızlı olduğu, ayrıca sıfır gerilim vektörünün kullanılmasına da gerek duyulmadığını göstermişlerdir.

Kim ve Sul 1997, SMSM sürücülerinde konum sensörünün kaldırılmasına yönelik bir yaklaşım sunarlar. Modern tahrik tekniği yardımıyla, gerçek rotor konumu ve makine hızı geçici durumda bile gerçeğe yakın tahmin edilebilir. Sonuçları deneylerle kanıtlamışlardır.

Hoang Le-Huy (1999), AYK ve DMK yöntemlerini temel özellikler, dinamik performans, parametre hassasiyetleri ve uygulama karmaşıklıkları vb. kriterlere göre karşılaştırmış, çalışmayı MATLAB Simulink programında gerçekleştirmiştir.

Bolognani ve ark. (1999)'da sensörsüz bir sürücü üzerinde araştırma gerçekleştirmişler, rotorun açı ve pozisyon bilgisini Kalman Filtresi ile elde etmişlerdir. Bu sistem ayrıca başlangıç rotor pozisyon bilgisini gerektirmez.

Petrovic ve ark. (2000), moment dalgalanmalarını önlemek için yeni bir adaptif kontrol yöntemi önermişlerdir.

La ve ark (2000), DMK'nin dezavantajlarına odaklanmışlar, düşük hızlardaki yüksek moment dalgalanmaları ve anahtarlama frekanslarındaki değişiklikler hakkında bilgi vermiş, çözüm olarak da DMK yöntemini sabit anahtarlama frekansıyla gerçekleştirmiştir.

Consoli ve ark. (2001), SMSM sürücüler için sensörsüz kontrolü endüstriyel uygulamalardaki örnekleri hakkında çalışma yapmışlardır. Yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu sistemin karmaşıklığını ve maliyetini azalttığı belirtilmiş ve deney sonuçları yayınlanmıştır.

Shen ve ark. (2001), sadece motor hattı ölçümlerine dayanan bir sensörsüz kontrol sistemi şeması sunarlar. Önerilen şema lineerleştirme temelli kontrol

cihazını, rotor pozisyonunu ve hızını tahmin eden lineer olmayan bir durum gözlemcisi ile birleştirir.

Morimoto ve ark. (2002), çıkık kutuplu senkron motor için yeni bir sensörsüz kontrol stratejisi sunmuştur. Genişletilmiş elektromotor kuvveti kullanan sistem konum ve hız tahmininde kullanılmıştır. Önerilen sistem basittir ve deney sonuçları ile kanıtlanmıştır.

Casadei ve ark. (2002), DMK ve AYK yöntemlerini ayrıntılı bir araştırma yapmış, avantaj ve dezavantajlarını karşılaştırmıştır. Moment cevabı ve moment dalgalanmalarına odaklanmışlardır.

Moon ve ark. (2003) SMSM sürücüler için akım ve gerilim kontrol sistemlerinde evirici çıkış gerilimlerinin hesaplanmasındaki gecikmeler için tahmini akım sistemi geliştirmişlerdir.

Tang ve ark.(2003) düşük moment ve akı dalgalanmaları ve sabit anahtarlama frekansı sağlayan bir DMK yaklaşımı sunmuşlardır. Bu çalışmada sunulan yaklaşımla akı ve moment dalgalanmalarında önemli bir azalma olduğunu klasik DMK yöntemi ile karşılaştırılarak gösterilmiştir. Hız tahmini DMK şeması ile tümleşik olarak verilmiştir.

Kim ve ark. (2005), sabit mıknatıslı senkron motor için gerilim bozulmalarını kontrol amaçlı PWM VSI evirici geliştirmişlerdir.

Popescu ve ark. (2006), tek fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun moment davranışını incelemişlerdir.

Tripathi ve ark. (2006), yüksek hızlarda alan zayıflatma yönteminin yetersiz olduğunu vurgulamış ve DTC-SVM yöntemini geliştirmişlerdir.

Li ve Liu (2009), gerçek uygulamalardaki atalet momentini göz önüne alarak SMSM sürücülerindeki hız kontrol sistemine uygun bir adaptif kontrol şeması önermişlerdir.

Kennel ve ark. (2010), DMK ve AYK yöntemleri yeni bir Tahmini Moment Kontrolü yöntemi (PTC) ile karşılaştırılmıştır.

Preindl ve Bolognani (2012), Model Tahmini Hız Kontrolü (MP-DSC) önermişlerdir.

Korkmaz ve ark. 2013'de AYK ve DMK yöntemleri arasında ayrıntılı bir karşılaştırma yapmış, farklı yük değerlerinde moment ve hız cevapları incelenmiş, evirici anahtarlama frekansının DMK'de daha az olduğu belirtilmiştir.

Farasat ve ark (2014), elektrikli araçlarda kullanılan indüksiyon motorlarında yeni bir hız kontrol şeması sunmaktadır. AYK ve DMK yöntemlerinin bazı avantajlarını da kullanan sistem yeni bir alan zayıflama stratejisi kullanır. Genişletilmiş bir Kalman Filtresi eklenerek maliyet azaltılmıştır. Yöntem simülasyon ve deneylerle doğrulanmıştır.

Kachin ve ark. (2014) Sabit Miknatıslı Senkron Motor'un sürüş tekniklerini ANSYS Maxwell 2D ve Simplorer'da sağlamışlardır. Bu motor sürücü sistemini bir yolcu arabasına uyarlamışlar ve sonuçlar çalışmada tartışılmıştır.

Amit ve ark. (2015), bir AA motorun DMK ile kontrolünü MATLAB platformunun yanı sıra ANSYS Maxwell ve Simplorer ile sağlamıştır.

Chikh ve ark. (2017) yaptıkları çalışmada Alan Yönlendirmeli Kontrol ile geleneksel Doğrudan Moment kontrolünü birleştirerek yeni bir CSF-DTC adını verdikleri yeni bir yöntem geliştirmişlerdir. Sistemde kullanılan PI kontrolörleri daha iyi kullanarak bu methodu geliştirdiklerini söylemişlerdir. Simetrik uzay vektör modülasyonu yöntemi ile de anahtarlama kayıplarını azalttıklarını, istenilen moment ve akıyı elde ettiklerini göstermişlerdir. Bu yöntemin moment ve akı dalgalanmalarını azalttığını da ortaya konulmuştur.

Mesloub ve ark. (2018), geleneksel DMK yönteminde kullanılan histerisiz karşılaştırıcılara karşın yeni bir yöntem olarak DTC-SVM yöntemini önermişlerdir. Yöntem sonuçları DSPACE -1104 ile sağlanmış ve akı-moment dalgalılıklarının azaldığı gözlemlenmiştir.

2. SABİT MİKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Elektrik motorları günlük yaşamda birçok yerde ve uygulamalarda kullanılan, elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren makinelerdir. Bu motorlar genel olarak DA ve AA motorları olarak iki kısımda incelenir. AA motorları Asenkron ve Senkron Motorlar olmak üzere iki çeşittir.

Senkron motorlar da rotor hızı döner alanı hızına eşittir. Böylece rotor, döner alan hızında döner. İki hız daima eşit olduğu için bu makineye Senkron motor denir. Senkron motorlarda uyarım alanının sargılar yerine sabit mıknatıslarla sağlanması sonucu ortaya çıkan motor türüne **Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)** denilmektedir. Bu uyarım alanı için gerekli olan sabit mıknatıslar rotor da bulunurken, stator da ise faz sargıları bulunmaktadır.

Elektrik makinelerinde sürekli (kalıcı) mıknatısların kullanılması ilk olarak 19. yüzyılda ortaya çıkmıştır. J. Henry (1831), H. Pixii (1832), W. Ritchie (1833), F. Watkins (1835), T. Davenport (1837) ve M. Jakobi (1839) bir takım deneyler yapmışlar fakat kullanılan mıknatıs malzemenin gerekli sistemi sağlayamaması sonucu AlNiCo'nun bulunmasına kadar sürekli mıknatısla uyarma rafa kaldırılmıştır (Bowers 1975).

SMSM'lerin yüksek verim ve momente sahip olması, fırça ve kolektör bulunmaması sonucu işletme ve bakım maliyetinin azalması, mıknatıs teknolojisindeki gelişmelerle daha hafif ve kompakt tasarımlar oluşturulması, bu kompakt tasarım sonucu hafif olan motorda oluşacak atalet momentinin düşük olması ve daha iyi dinamik performans vermesi gibi avantajlar bu makinenin endüstride daha geniş yer etmesini sağlamıştır (Vas 1998, Pillay ve Krishnan 1989).



Şekil 2.1: SMSM örneği

Şekil 2.1’de örnek bir SMSM görülmektedir. SMSM’lerin daha verimli olması, fırça kolektör düzeneğinin olmamasından dolayı bakım maliyetlerin azalması ve bu parçalardan dolayı oluşacak sakıncaların ortadan kalkması, hafif olması, üretim ve bakım kolaylığı, yüksek hızlara çıkabilme, boyutsal avantajları sessiz çalışma gibi birçok olumlu etkiler sonucu endüstride önemli bir yer edinmiştir (Özçira 2007).

SMSM’lar klasik senkron motorlara göre aşağıdaki özelliklere göre ayrılmaktadır.

- Yüksek Moment/Eylemsizlik Oranı
- Yüksek hız uygulaması
- Yüksek hava aralığı yoğunluğu
- Yüksek verim ve \cos
- Birim hacimden elde edilen yüksek moment

SMSM’ler genelde aşağıdaki alanlarda kullanılır:

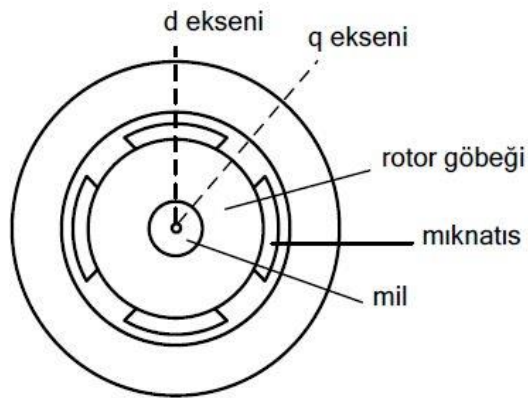
- Elektrikli Ulaşım
- Robot uygulamaları
- Yenilenebilir enerji üretim uygulamaları
- Fan sistemleri
- Pompa tahrik sistemleri

- Ev aletleri ve beyaz eşya ürünleri
- Gemi Motorları
- Asansör Uygulamaları (Özçira 2007)

2.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

SMSM'ler tasarım olarak DA motorlara benzer fakat bu motorlarda uyarım sargısı veya dışarıdan bir devre yerine uyarım mıknatıslar ile sağlanır. Sabit Mıknatıslı Alternatif Akım motorları 2 grupta incelenir ve bu ayırım hava aralığına göre değişir.

Hava aralığı alan şekli trapezoidal (yamuk) ve sinüzoidaldir. Eğer hava aralığı alan şekli trapezoidal (yamuk) şeklinde ise Fırçasız DA Motor (FDAM), alan şekli sinüzoidal ise Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak adlandırılır (Adnanes 1991) (Şekil 2.2). FDAM motorlar çalışma biçimi DA motorlarına benzer fakat fırça ve kolektör yerine mıknatıslar vardır. Yüksek hıza sahip, yüksek moment cevaplı, uzun ömürlü, sessiz çalışması ve bakım kolaylığı avantajlarındandır. Fakat harici güç elektroniği devresi gerektirmesi, yine rotor bilgisinden dolayı konum algılayıcısına gerek duyması vs. sebepler dezavantajları arasında sayılabilir (Pillay, Krishnan 1991).

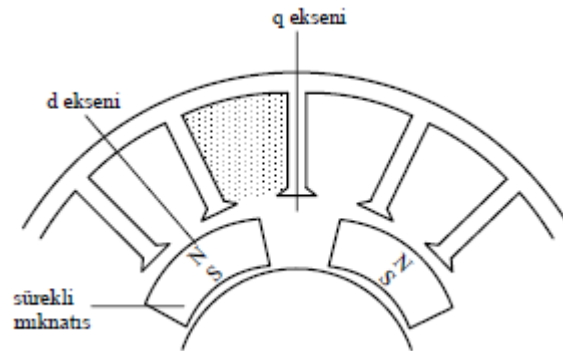


Şekil 2.2: SMSM İç Yapısı (Bal 2004)

Hava aralığı şekli sinüzoidal olan senkron motorlara SMSM olarak adlandırılır. Bu motorun stator sargılarına 3 faz gerilim uygulanır. Buradaki önemli dezavantajlardan birisi de rotor alanı ile döner alanı birbirine senkron hale getirilmelidir. FDAM motorlara göre moment çıkışı daha düzgündür. Yüksek hızlara çıkılabilir (Bizot 2003). Temel farklılıkları besleme ve endüklenen gerilimin dalga şekli farkıdır. Bu motorlar da mıknatısların rotora yerleştirilmesi durumuna göre Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor (YMSM) ve İçten Mıknatıslı Senkron Motor (İMSM) olmak üzere ikiye ayrılır.

2.1.1 Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor

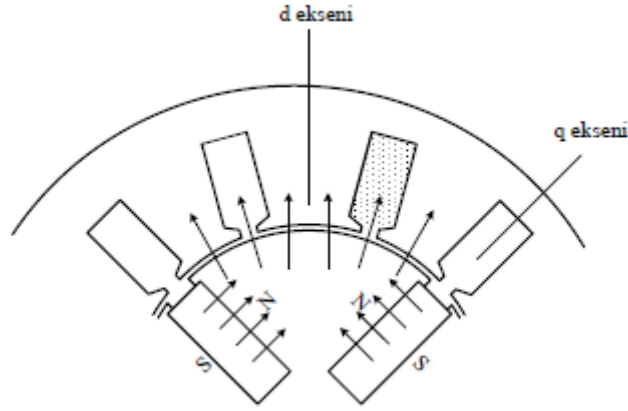
Yüzey Mıknatıslı Senkron Motorlar, en çok kullanılan senkron motorlardandır ve yüksek enerjili mıknatıslar sayesinde endüstride geniş bir kullanım alanına sahiptir (Şekil 2.3). Uyarımı sağlayan mıknatıslar rotor yüzeyine yapıştırılmıştır. Mıknatıslar yarıçap ekseninde ve hava aralığına dik olacak şekilde yerleştirilmiştir (Erdoğan 2010). Manyetik malzemenin bağıl geçirgenliği, hava boşluğu gibi davranır. Bu şekilde, hava aralığında mıknatısların çalışma noktasındaki endüksiyonuna eşit bir manyetik endüksiyon olduğundan, rotor manyetik alanı simetrik olur. Bu nedenle herhangi bu rotor yapısına sahip motorlarda senkron alan oluşturmaya yardımcı olacak bir relüktans momenti oluşması söz konusu değildir. En önemli dezavantajı ise mıknatısların merkezkaç kuvvetine karşı koyamamasıdır ve kopma ihtimaline karşı da bu motorlar düşük hızlarda kullanılır.



Şekil 2.3: Yüzey mıknatıslı senkron motorun genel görünümü (Özçira 2007)

2.1.2 İçten Mıknatıslı Senkron Motor

İçten Mıknatıslı Senkron Motor, bu tasarımda mıknatıs rotorun içinde açılan oyuklara yerleştirilir (Şekil 2.4). Mıknatısın etrafı manyetik malzeme ile çevrili olmasından dolayı relüktans momenti oluşur. Rotor içine yerleşimden dolayı d ve q eksenlerinin endüktansları farklıdır. Bu tip motorlarda $L_q > L_d$ 'dir (Krishnan 1999). Bu farktan dolayı daha pozitif relüktans momenti elde etmek için I_d referans akımı sıfır ya da sıfırın altında alınmalıdır. Diğer motor tipine göre en önemli üstünlüğü mekanik açıdan sağlam olmasıdır. Merkezkaç kuvvetine karşı dayanıklıdır, yüksek verime sahiptir ve yüksek hızlı uygulamalar da kullanılabilir (Vas 1998). En büyük dezavantajı maliyetli olması ve profesyonel işçilik gerektirmesidir (Özgenel 2003).



Şekil 2.4: İçten mıknatıslı senkron motorun genel görünümü (Özçira 2007)

2.2 Sürekli Mıknatıslanma ve SMSM'de kullanılan Malzemeler

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlara çağ atlatan gelişme mıknatıs teknolojisinde gerçekleşen gelişme sayesinde olmuştur. Özellikle son yıllarda yapılan mıknatıs iyileştirmeleri ile birlikte yüksek enerjili mıknatıslar elde edilmiş ve bu sayede motor parametrelerinde önemli değişiklikler olmuştur. En önemlisi yüksek enerjili mıknatıslar kullanılarak geleneksel motorlara göre daha küçük ve daha az kayba sahip ve yine daha fazla verim ve güç çıkışlı motorlar elde edilmiştir. Sabit mıknatısların özellikle güç dönüşümü ve optimal çalışma aralığında sağladığı değerler statik uyarmalı senkron motorları endüstri sahnesinde ön plana çıkarmıştır.

Sabit mıknatıs malzemenin kendiliğinden bir uyarıtıma maruz kalmayıp kendi manyetik alanını oluşturmasıdır (Miller 1989). Sabit mıknatıslar genelde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşur. Bu malzemelerden beklenen yüksek B-H eğrileri, yüksek kalıcı akı yoğunluğu (B_r) ve büyük mıknatıslanmayı giderici kuvvete (H_cB) sahip olmasıdır (Yaman 1999).

2.2.1 Mıknatıs Malzemelerin Tarihsel Süreci

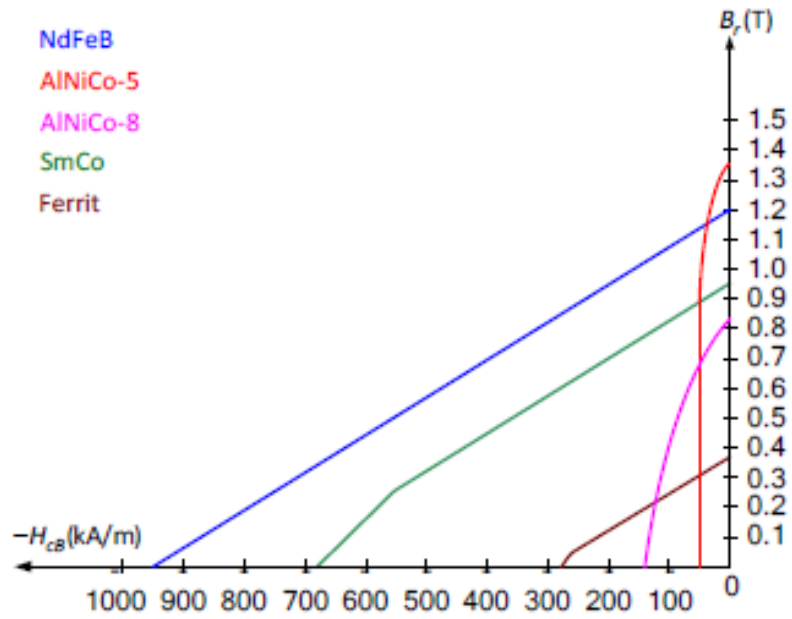
İlk olarak Bell Laboratuvarlarında AlNiCo (Alüminyum-Kobalt-Nikel-Demir) alaşımlı ilk sabit mıknatıslar keşfedilmiştir. Bu mıknatıslar yüksek akı yoğunluğuna sahip olmalarına rağmen koersif alan şiddetinin az olması ve bu malzemelerin pahalı olması dezavantajdır.

Daha sonraki yıllarda Baryum, Stronsiyum ve kurşunun demir oksitle oluşturduğu Ferrit mıknatıslar geliştirilmiştir. Fakat mıknatısların düşük güç yoğunluğuna sahip olması, senkron motorlarda geniş bir skalada yer almasına engel olmuştur.

1990'lı yıllarda nadir toprak elementleri mıknatısları olarak bilinen Neodium Demir Bor (NdFeB) mıknatıslarının gelişiminden sonra mıknatısların senkron makinelerde uyarıtım için kullanılmaya başlandı. NdFeB mıknatısların senkron motorlarda kullanılması fırça ve kolektörün olmaması işletme ve bakım maliyetinden kurtarıırken tasarımda da aynı güçte motorlar için daha küçük motorlar elde edilmesini sağladı. Diğer mıknatıslara nazaran birçok üstünlüklere sahiptir. Nadir Toprak elementli mıknatıslar Demir (Fe), Kobalt (Co), gibi geçiş metalleri ile Seryum(Se), Paraseodium (Pr), Neodium (Nd) gibi nadir toprak elementleri arasında oluşturulan alaşımlardır. Fakat NdFeB mıknatısların istenilen değerlerde motor tasarımlarında kullanılmalara rağmen doğada az bulunmaları ve pahalı olmaları, üretim zorlukları yine bu mıknatısların dezavantajlarındandır.

Tablo 2.1: Çeşitli Mıknatısların kalıcı akı yoğunluğu ve mıknatıslanmayı giderici kuvvet değerleri

Malzeme	B_r (T)	H_{cb} (kA-per meter)	$B-H_{max}$ (kJ/m ³)
AlNiCo	1.27	-51	43.81
Ferrit	0.4	249	30
NdFeB	1.2	83.8	250



Şekil 2.5: Çeşitli mıknatısların B_r ve H_{cb} değerlerini gösteren grafikler

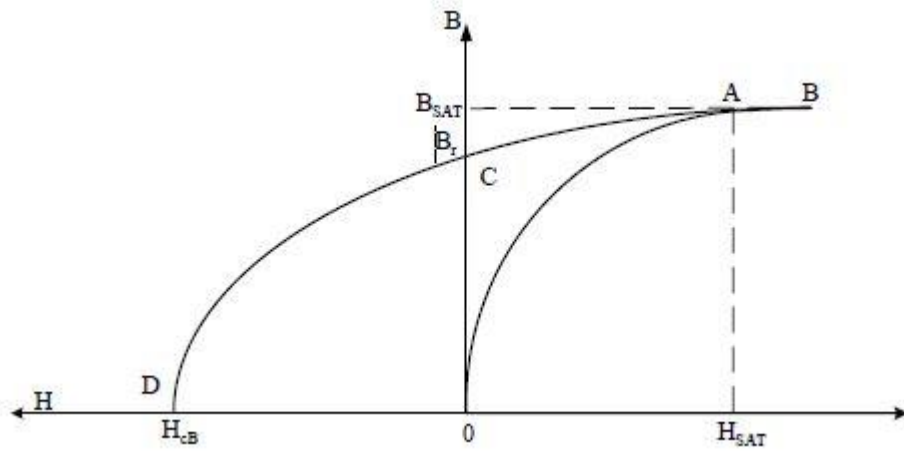
2.2.2 Mıknatısların Manyetik Parametreleri

Kalıcı Mıknatıslık (B_r): Motorun performansını en çok etkileyen büyüklüktür. Mıknatıslanmaya neden olan dış alan etkileri tekrar sıfıra kadar azaltılırsa akı yoğunluğunun sıfır olmadığı ve artık bir mıknatıslığın kaldığı görülür. İşte B-H eğrisinde dış alan etkisi kalktığına $H=0$ değerindeki akı yoğunluğu değeridir. Bu manyetik malzemelere göre değişkenlik gösterebilir.

Zorlayıcı (Koersif) Kuvvet (H_{cb}): Bir mıknatısın mıknatıslığını tamamen kaldırmak amacıyla mıknatısa ters yönde uygulanan manyetik alan değeridir. Bu parametrenin büyük olması beklenir. Birimi A/m'dir.

Kritik Sıcaklık (T_c): Mıknatısın sürekli mıknatıs özelliğini kaybettiği sıcaklık anına denir.

Maksimum Enerji Çarpımı ($B-H_{max}$): Sabit mıknatısın enerji üretme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Malzemenin ürettiği birim hacim başına enerji ne kadar yüksek ise mıknatıs boyutları ve dolayısıyla motor boyutları bir o kadar küçük olur.



Şekil 2.6: Bir mıknatısa ait B-H eğrisi

2.2.3 Sıcaklığın Mıknatıslığa Etkisi

Kalıcı mıknatıs sıcaklık ile de kaybolabilir. Curie Sıcaklığı denilen bir noktada malzemeler mıknatıs özelliklerini tamamen kaybedebilirler. Bu değer mıknatıs malzemeler için farklılıklar gösterebilir. Uygulamalarda Curie Sıcaklığı yüksek olan malzemeler tercih edilmelidir.

Tablo 2.2: Çeşitli mıknatlara ait Curie sıcaklığı ve çalışma sıcaklığı değerleri

Mıknatis Türü	Curie Sıcaklığı (°C)	Çalışma Sıcaklığı (°C)
AlNiCo	800	500
Ferrit Malzeme	450	300
NdFeB	310	120

2.2.4 SMSM’de Kullanılan Mıknatıslar ve Karşılaştırılması

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda genellikle AlNiCo-5, AlNiCo-8, Ferrit Mıknatıslar, Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar (NdFeB, SmCo, SmCo₅, Seramik5) kullanılırken, nadiren de CuNiCo, Pt-Co, CuNiFe mıknatısları kullanılır.

Tablo 2.3: Önemli sabit mıknatısların avantaj ve dezavantajları

Mıknatis Türü	Avantajları	Dezavantajları
AlNiCo	Yüksek Akı Yoğunluğu, Yüksek Curie Sıcaklığı	Düşük Koersif Değer, Pahalılık, Kırılgan ve Hassas Yapı
Ferrit Mıknatıslar	Maliyeti ucuz, Koersif kuvvet büyük	Düşük Akı Yoğunluğu
NdFeB	Yüksek akı yoğunluğu, yüksek birim hacim-enerji,	Düşük Curie Sıcaklığı, maliyet ve bakım pahalılığı
SmCo	Yüksek Akı Yoğunluğu, Yüksek Koersif Kuvvet, Isıya karşı dayanıklı	Elementlerin nadir bulunuşu ve maliyet pahalılığı

2.3 SMSM'nin Avantaj ve Dezavantajları

Genel olarak SMSM'lerin en önemli avantajlarından birisi uyarım için sargılara gerek duyulmaması sebebiyle uyarım için ayrı bir kaynak ve devreye gerek duyulmaz. Fırça ve kolektör sisteminin olmaması bakım, işletme ve maliyet kayıplarını azaltır. Mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler ve fırça-kolektör sisteminin olmaması daha kompakt ve daha uygun bir makine tasarımı sağlar. Sargı bulunmaması sonucu ventilasyon daha kolay ve verimli olmaktadır. Asenkron motora göre $\cos\phi$ daha yüksektir. Atalet momenti düşük ve dinamik performansı daha yüksektir.

Dezavantajları ise SMSM'ler sabit hızda çalışan motorlardır ve karmaşık kontrol algoritmaları olmadan hız kontrolü mümkün değildir. Mıknatıs malzemelerdeki sıcaklık faktörü ve mıknatıslanmanın azalması ve yok olması makina ömrünü etkilemektedir. Rotor ve döner alanın senkron hızda dönmesi için rotor pozisyonunun bilinmesi ve bunun için sensörlere ihtiyaç duyulması, mıknatısların pahalılığı ve piyasada zor bulunması ve maliyetin yükselmesi gibi nedenler olarak gösterilebilir. Mıknatısların rotor yüzeyinde bulunduğu Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor'da hızlı dönüşlü sistemlerde mıknatısların kopma ihtimali vardır (Ayçicek 2012).

3. SMSM MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

Elektrik motorlarının kontrolünde bu makinelerin matematiksel modelinin bilinmesi çok önemlidir. SMSM'nin modellenmesinde 3 çeşit matematik model kullanılmaktadır.

Matematik model parametrelerinin stator referans düzleminde ifade edilmesi (3-faz model) , sabit 2 fazlı referans düzlemi (2-faz α - β model) ve rotor referans düzlemi (2-faz d-q model) olarak adlandırılır. Motorun matematiksel modelleri hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanmıştır.

3.1 Uzay Vektör

Anlık stator 3 faz akımları i_a, i_b, i_c Kirchoff yasasına göre;

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.1)$$

Stator akımı uzay vektörleri ise;

$$i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c = \vec{i}_s \quad (3.2)$$

Burada $a = e^{j2\pi/3}$ dir. Eğer i_s biliniyorsa faz akımları

$$i_a = \text{Re}[i_s] \quad i_b = \text{Re}[a i_s] \quad i_c = \text{Re}[a^2 i_s] \quad (3.3)$$

3.2 denklemi ile tanımlanan stator uzay vektörünün reel kısmı enine eksen stator akım bileşenine ($i_{s\alpha}$) 'ya eşit olurken imajiner kısmı ise boyuna eksen stator akım bileşenine $i_{s\beta}$ 'ye eşit olur. Böylece sabit stator ekseninde stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (3.4)$$

Aynı tanımları gerilim ve akılar içinde yapılabilir.

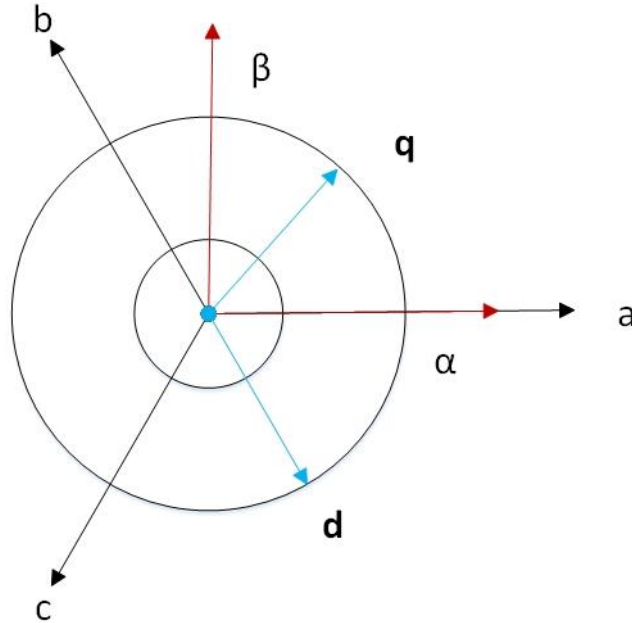
$$u_s = 2/3(u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c) \quad (3.5)$$

$$\psi_s = 2/3(\psi_a + \alpha \psi_b + \alpha^2 \psi_c) \quad (3.6)$$

3.2 Eksen Dönüşümleri

Motorun stator eksen düzlemindeki gerilim denklemleri endüktans ifadeleri içerir, bu endüktans ifadeleri rotor hızı ve konumunun bir fonksiyonu olduğundan motorda tanımlanan diferansiyel denklemler rotorun duruyor olması dışında açının değişimi ile zamanla değişir.

Eksen dönüşümleri ile motorun dinamiklerinin hesaplanması daha kolay olur. 3 faz sabit düzlemden 2 faz sabit düzleme dönüşüme Clarke Dönüşümü, 2 faz sabit düzlemden 3 faz sabit düzleme Ters Clarke Dönüşümü, 2 veya 3 faz sabit düzlemden 2 faz rotor düzleme dönüşüme Park Dönüşümü, tersi işleme Ters Park Dönüşümü denir. Şekil 3.1’de referans düzlem dönüşümleri gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Akı eksenleri

3.2.1 Clarke Dönüşümü

3 faz sabit düzlemden 2 faz sabit düzleme dönüş için Clarke Dönüşümü kullanılır. Clarke dönüşümünün matris formunda aşağıda verilmiştir:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

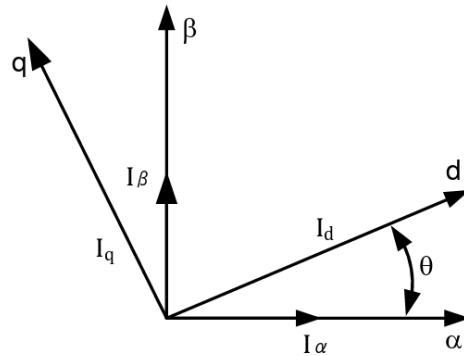
3.2.2 Ters-Clarke Dönüşümü

2 faz sabit düzlemden 3 faz sabit düzleme dönüş için Ters Clarke dönüşümü kullanılır. Ters Clarke Dönüşümünün matris formu aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -0.5 & \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ -0.5 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

3.2.3 Park Dönüşümü

Vektör kontrolün en önemli kısımlarındandır. 3 faz sabit düzlemden 2 faz rotor düzleme geçiş bu dönüşüm ile sağlanır (Şekil 3.2).



Şekil 3.2: 2-faz eksenleri

θ açısı rotor akı pozisyonudur. Buradaki fazör diyagramından;

$$i_s = i_\alpha + i_\beta \quad (3.9)$$

$$\vec{i}_s = i_s e^{-j\theta} = i_d + j i_q \quad (3.10)$$

(3.10) denklemini (3.9)'de yerine koyarsak

$$\vec{i}_s = (i_\alpha + j i_\beta) e^{-j\theta} \quad (3.11)$$

(3.11) ve (3.10) denklemlerini birbirine eşitlersek;

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Denklemi elde edilir. (3.12) denklemini düzenlenirse,

$$i_d = i_\alpha \cos\theta + i_\beta \sin\theta \quad (3.13)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta \quad (3.14)$$

elde edilir.

Buradan rotor açısının bilinmesi bizlere i_d (akı bileşeni) ve i_q (moment bileşeni) bulunmasını sağlar. Park dönüşümünün matris formu ise;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

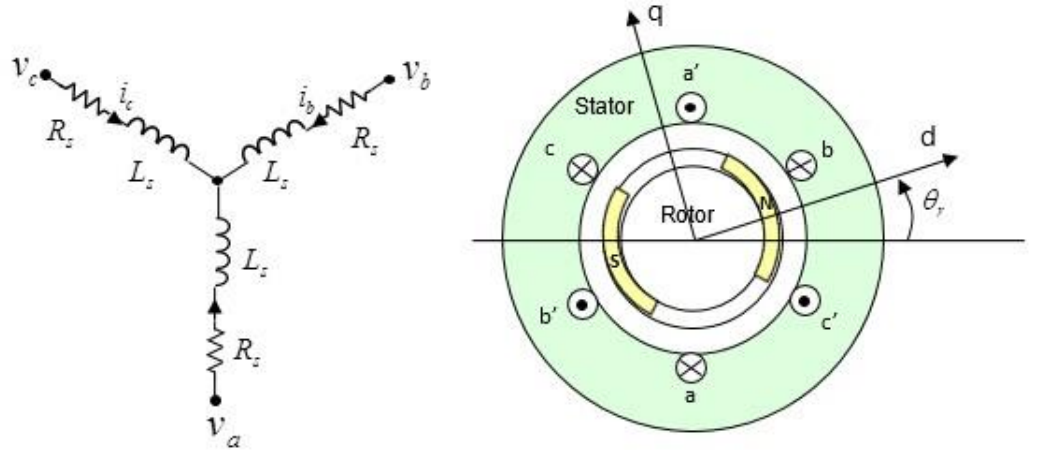
şeklindedir.

3.2.4 Ters Park Dönüşümü

2 faz rotor düzleminde 3 faz stator düzlemine geçmek için kullanılır. Ters Park dönüşümünün matris formu;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

3.3 SMSM'in 3 Faz Stator Düzleminde Matematiksel Modeli



Şekil 3.3: Stator eşdeğer devresi

Bu matematik modelinde makinenin 3 fazlı, yıldız bağlı ve sabit mıknatısa bağlı bir rotora sahip, sargılar 120 faz farklı yerleştirilmiş olup, zıt emk'nın sinüzoidal olduğu varsayılmıştır. Ayrıca bakır ve demir kayıpları ve doyma ihmal edilmiştir (Rashnan 1999).

Şekil 3.3'de gösterilen eşdeğer devreye göre stator gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılır:

$$u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad (3.17)$$

$$u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad (3.18)$$

$$u_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (3.19)$$

Matris formunda ise;

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

şeklindedir.

Yukarıdaki denklem (3.20)'de belirtilen ψ_a, ψ_b, ψ_c ifadesi aşağıdaki matris formda tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{bc} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{Ma}(\theta) \\ \psi_{Mb}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_{Mc}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Burada L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sırasıyla a,b ve c fazlarının öz endüktansı, $M_{ab}, M_{ba}, M_{ac}, M_{ca}, M_{bc}, M_{cb}$ sırasıyla a, b ve c fazları arasındaki karşılıklı endüktans, $\psi_{Ma}(\theta), \psi_{Mb}(\theta), \psi_{Mc}(\theta)$ ise mıknatısların sargılarda oluşturduğu akıdır. Bu iki ifade birleştirilirse;

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{bc} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{Ma}(\theta) \\ \psi_{Mb}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_{Mc}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

denklemini elde edilir. Bu ifade genel olarak yazıldığında

$$[U_{abc}] = [R_{abc}][i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [[L_{abc}][i_{abc}]] \} + \frac{d}{dt} \psi_{Mabc} \quad (3.23)$$

Bu ifade kısmi türev cinsinde yazılır ve düzenlenirse;

$$[U_{abc}] = [R_{abc}][i_{abc}] + \frac{\partial[L_{abc}]}{\partial\theta} \frac{\partial\theta}{\partial t} [i_{abc}] + [L_{abc}] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{\partial\psi_{Mabc}}{\partial\theta} \frac{\partial\theta}{\partial t} \quad (3.24)$$

Halini alır. Burada $\frac{\partial\theta}{\partial t} = \omega$ olduğu için aşağıdaki denklem (3.25) gerilim denklemini verir.

$$[U_{abc}] = [R_{abc}][i_{abc}] + \frac{\partial[L_{abc}]}{\partial\theta} \omega [i_{abc}] + [L_{abc}] \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{\partial\psi_{Mabc}}{\partial\theta} \omega \quad (3.25)$$

Motorun elektromanyetik moment ifadesi ise genel olarak;

$$T_e = p \left\{ \left[\frac{1}{2} [I]^T \right] \frac{\partial[L]}{\partial\theta_r} [I] + [I]^T \frac{\partial[\psi_M]}{\partial\theta_r} \right\} \quad (3.26)$$

Bu ifade 3 faza göre türetilirse;

$$T_e = p \left\{ \left[\frac{1}{2} [I_{abc}]^T \right] \frac{\partial[L_{abc}]}{\partial\theta_r} [I_{abc}] + [I_{abc}]^T \frac{\partial[\psi_{Mabc}]}{\partial\theta_r} \right\} \quad (3.27)$$

Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntı ise;

$$T_e - T_l = \frac{j}{p} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{B_M}{p} \omega_e \quad (3.28)$$

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (3.29)$$

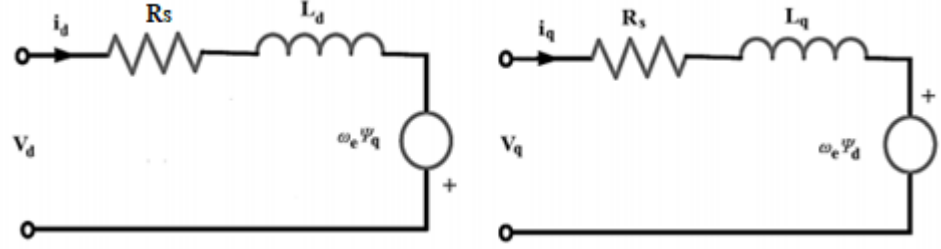
$$\theta_r = \frac{\theta_e}{p} \quad (3.30)$$

Burada ω_e elektriksel açısal hız; θ_r rotorun açısal konumu, θ_e rotorun elektriksel konumudur. J yüke bağlı atalet momenti, T_L yüke bağlı moment, B_M ise makine ve dönen sistemin sönüm katsayısıdır. Genellikle B_M çok küçük olduğu için ihmal edilir.

Bu denklemlerde fazların özendüktansları, karşılıklı endüktanslar rotor pozisyonu ile zamanla değiştiğinden bu matris gruplarını çözümü zorlaştırır ve zaman alır. Bu nedenle gerilim denklemlerini kolaylaştırmak için endüktansın değişmediği bir eksen takımını kullanmak faydalı olacaktır. 2 boyutlu d-q eksenini bu dönüşümü sağlar.

3.4 SMSM'nin Rotor Referans Düzleminde (d-q) Modellenmesi

Stator büyüklüklerini rotor referans düzlemine aktarmak ile model bir doğru akım makinesine benzer. Bu denetim ve kontrolü kolaylaştırır. Ayrıca eşitlik ve parametre sayısı azaldığından sistemin çözümü kolaylaşır ve hızlanır.



Şekil 3.4: SMSM'in d-q eşdeğer devresi

Gerilim matrisi;

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Akı bileşenler ise

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Denklem (3.31) ve (3.32) düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_m \\ 0 \end{bmatrix} \right] - \omega_r \begin{bmatrix} \varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

denklemini ortaya çıkar. Burada $\varphi_{d,q} = L_{d,q} i_{d,q}$ olduğu için (3.33) denklemini tekrar düzenlenirse;

$$U_d = R i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \quad (3.34)$$

$$U_q = Ri_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega_r \varphi_d \quad (3.35)$$

hale gelir. Akı denklemleri de;

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_m \quad (3.36)$$

$$\varphi_q = L_q i_q \quad (3.37)$$

Rotor faz düzlemine ait moment denklemi ise (3.35)'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\varphi_d i_q - \varphi_q i_d] \quad (3.38)$$

(3.38) ve (3.39) denklemleri kullanılarak moment denklemi aşağıdaki şekilde de yazılabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\varphi_M i_q - (L_q - L_d) i_q i_d] \quad (3.39)$$

şeklinde yazılabilir.

3.5 SMSM'nin İki Faz Sabit Referans (α - β) Modellenmesi

Stator gerilim, akım ve akı değerlikleri PARK dönüşümü ile 2 faz sabit düzlem referansına aktarılır.

Gerilim denklemleri;

$$V_\alpha = RI_\alpha + \frac{d\varphi_\alpha}{dt} + \omega_e \varphi_m (-\sin\theta_e) \quad 3.40$$

$$V_\beta = RI_\beta + \frac{d\varphi_\beta}{dt} + \omega_e \varphi_m (-\cos\theta_e) \quad 3.41$$

Elektriksel moment yine;

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_m [i_\beta \cos \theta_r - i_\alpha \sin \theta_r] \quad (3.42)$$

olarak yazılabilir.

$$T_e - T_l = \frac{j}{p} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{B_M}{p} \omega_e \quad (3.43)$$

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (3.44)$$

$$\theta_r = \frac{\theta_e}{p} \quad (3.45)$$

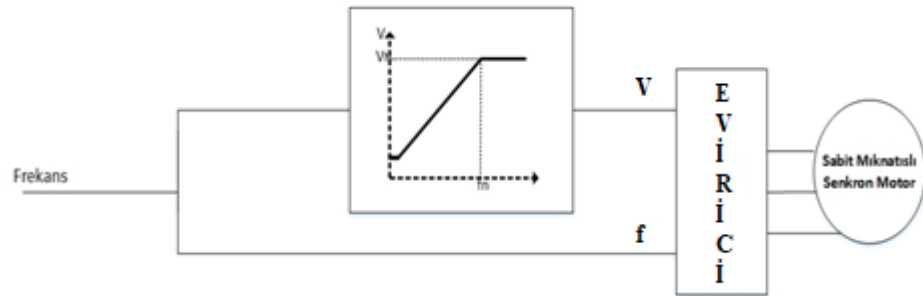
olarak moment denklemi yazılır.

4. SMSM'NİN KONTROL YÖNTEMLERİ

AA motorları kontrol yöntemleri genel olarak skaler ve vektörel kontrol olmak üzere ikiye ayrılır. Vektörel kontrol de Dolaylı (Alan Yönlendirmeli) ve Doğrudan Kontrol olmak üzere iki kısma ayrılır (Kronberg 2012).

4.1 Skaler Kontrol (V/f Kontrol)

V/f kontrolde amaç gerilim ve frekans oranını aynı oranda arttırarak sabit bir manyetik akı elde etmektir. Basit ve maliyetsiz bir kontrol yöntemidir. Sabit hızla çalışan uygulamalarda genellikle kullanılır. Açık çevrim kontrollüdür, herhangi bir konum sensörüne ihtiyaç duymaz. Direk momente müdahale edilememesi en büyük dezavantajlarından. Gerilimin frekansa oranı sabit tutulacak olursa manyetik akı sabit kalacaktır. Ancak yüksek frekanslarda, stator empedansındaki gerilim düşümünden dolayı hava aralığındaki manyetik akı azalmakta ve moment seviyesini korumak için gerilimin arttırılması gerekmektedir.



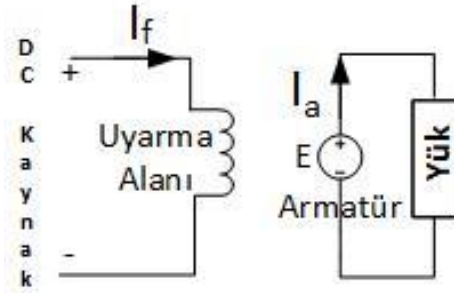
Şekil 4.1: V/f kontrolün blok diyagramı

Yüksek performanslı hareket kontrol uygulamalarında hız, moment ve konum kontrolü için çok iyi dinamik performans, vektör kontrol veya DMK ile elde edilebilir. Ancak pompa, fan ve ısıtma sistemleri gibi uygulamalarda yüksek performans istenmez. Bu yüzden bu tür uygulamalarda daha sade olan V/f yöntemi

tercih edilir. V/f kontrolü hem açık çevrim hem de kapalı çevrim olarak uygulanabilir (Şekil 4.1). Kompresör, klima ve vantilatör gibi uygulamalarda hız cevabı doğruluğunun önemli olmadığı uygulamalarda açık çevrim kullanılır. SMSM'lerde V/f kontrol yöntemi özellikle çok yüksek hızlı uygulamalar ile fan, pompa gibi uygulamalarda kullanılabilir (Zhao ve ark. 2004).

4.2 Vektör Kontrol

Hız kontrolünün kolaylıkla yapılması ile değişken hızlı sistemlerin ihtiyaç duyulduğu endüstri alanında uzun yıllar serbest uyartımlı DA motorları kullanılmıştır. Bu motorların doğrusal bir yapısı vardır ve momenti oluşturan akı bileşenleri birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Şekil 4.2'de gösterildiği gibi DA motorun endüvi devresi ile alan devresi manyetik olarak birbirinden ayrıdır. Akı sabit tutulduğunda moment endüvi akımı ile değişebilmektedir.



Şekil 4.2: DA motorun uyartım devresi

AA motorlar ise karmaşık ve doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. DA motorlarda endüvi ve uyartım akımı birbirine ortogonaldır ve bağımsızdır. Moment endüvi akımı ile doğru orantılı hale gelir. Fakat AA motorlarda akım değişkenleri birbirinden bağımsız değildir, sadece stator akımı vardır. Bu akım da sinüzoidal bir akım olup genlik, frekans ve faz bilgisi içerir. Alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni olarak akı ile aynı yönlü olan akım sabit tutulup buna ortogonal olan diğer akım bileşeni ile momenti kontrol edilir. Bu kontrole literatürde Vektör Kontrol

ismi verilmektedir. Vektör kontrolü de doğrudan ve dolaylı(Alan Yönlendirmeli) kontrol olmak üzere 2'ye ayrılır.

4.2.1 Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK)

AYK tekniği ile stator akımı, birisi akıyı sağlayan diğeri moment üreten birbirinden farklı iki akım bileşenine ayrılabilir. Bu ayırım sayesinde manyetik akı ve moment kontrolünün birbirinden bağımsız yapılmasını sağlayarak kontrol karakteristiğinin doğrusal olmasına neden olmaktadır. Stator akımı manyetik akı vektörü ile kenetlenmiş ve senkron hızda dönen referans eksene dönüştürülmektedir. Stator akımının bu iki bileşeni, bir DA motorun uyarım akımına benzer şekilde d eksenini I_d ve endüvi akımına benzer şekilde q eksenini I_q 'dır. AYK tekniği akı ve momentini birbirinden bağımsız hale getirilerek DA Motora benzer bir şekilde kontrol etmeyi sağlar (Merzoug, Naciri 2008).

Bir DA makinesinde üretilen moment Denklem 4.1'deki gibidir.

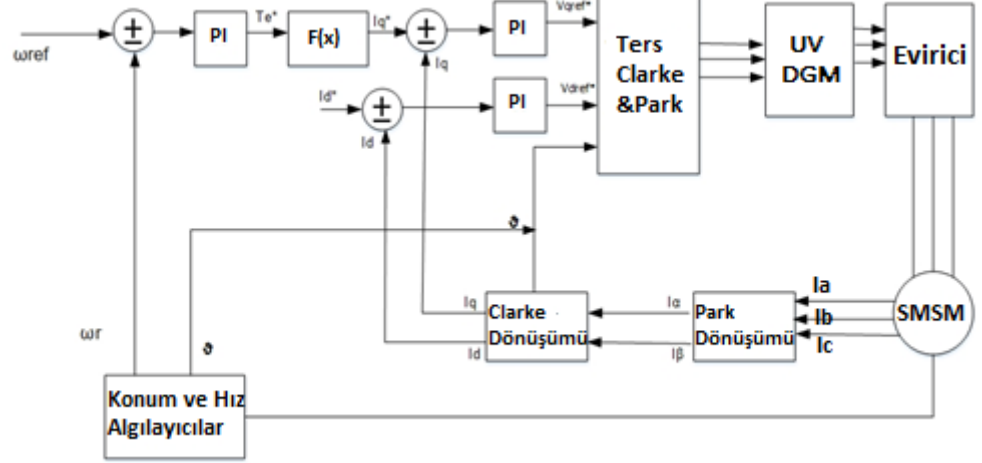
$$T_d = K_t I_a I_f \quad (4.1)$$

I_a endüvi akımı, I_f ise uyarım akımıdır. I_f tarafından üretilen akı ile I_a akımı tarafından üretilen endüvi akısına dik olacak şekildedir Uzayda durağan bulunan bu vektörler birbirine ortogondur ve birbirinden bağımsızdır. Bu sebepler DA motorlarının hızlı bir geçici durum cevabına sahip olmasını sağlar. Fakat AA motorları ise yapılarındaki kublaj sebebiyle bu kadar hızlı cevap verememesine rağmen AA motorların makine değişkenleri kalıcı durumda senkron hızla dönen bir ekseninde kontrol edilirse DA makinesinin karakteristiğini sergileyebilir.

Vektörel olarak koordinat dönüşümüne dayanır. Vektör kontrolü bu makinedeki elektromanyetik alanın da yönlendirilmesine yol açtığı için Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) olarak isimlendirilmiştir. Stator akımlarının rotor referans düzlemindeki bileşenlerinin I_d ve I_q akımlarının kontrolü ile olur. Burada I_d akımı akıyı, I_q akımı da momentin kontrolünü sağlar. Yüzeysel Miknatıslı Senkron Motorda indüktanslar eşit olduğu için moment ifadesinde I_d etkisiz eleman haline gelir ve moment kontrolünde sadece I_q 'nun kontrolü yeterli hale gelir. Ayrıca SMSM'lerde akı kalıcı miknatıslarla sağlandığı için akımın sabit olması I_d akımının

kontroldeki etkinliğini ortadan kaldırır. Ayrıca momentte bir etkisinin olmaması yanı sıra bakır kayıplarını da azaltmak için I_d sıfır alınmalıdır (Alışkan 2016).

AYK'da akımlar rotor referans düzleminde d-q ekseninde vektörlere dönüştürüldüğü için bu akımları elde etmek için pozisyon bilgisine ihtiyaç vardır. AYK kontrolün blok diyagramı Şekil 4.4'de gösterilmiştir.



Şekil 4.3: Alan yönlendirmeli moment kontrol blok diyagramı

Vektör kontrolü stator ekseninden rotor eksenine dönüşüm ile sağlanır. Senkron motorlarda uyarma ekseni ile referans aynı düzlem üzerinde olması sebebiyle direk şafttan ölçülen rotor açısı ile stator akımlarından elde edilecek olan dönüşüm de kullanılabilir. Fakat asenkron motorda tam bunun aksine şafttan ölçülen açı dönüşüm de kullanılamaz çünkü bu motorlar da kayma faktörü mevcuttur.

Şekil 4.4'deki blok diyagramında gösterildiği gibi motorun stator akımları, pozisyon ve hız bilgisine gerek duyulur. Parametreler Park ve Clarke Dönüşümleri ile 3-fazlı abc referans düzleminde d-q referans düzlemine dönüştürülür. SMSG için matematik modelindeki eşitliklerden yararlanılarak önce δ açısı bulunur.

$$\delta = \arctan\left(\frac{\varphi_q}{\varphi_d}\right) \quad (4.2)$$

Buradan;

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos\delta + i_{s\beta} \sin\delta \quad (4.3)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin\delta + i_{s\beta} \cos\delta \quad (4.4)$$

moment ifadesi daha önce Denklem (3.42) ile aşağıdaki gibi belirtilmişti.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\varphi_d i_q - \varphi_q i_d] \quad (4.5)$$

Burada i_q , i_d akımları yerine Denklem (4.3) ve (4.4) yerine koyulursa;

$$T_e = \frac{3}{2} p [\varphi_d (-i_{s\alpha} \sin\delta + i_{s\beta} \cos\delta) - \varphi_q (i_{s\alpha} \cos\delta + i_{s\beta} \sin\delta)] \quad (4.6)$$

$$\sin\delta = \frac{\varphi_q}{\varphi_s} \quad (4.7)$$

$$\cos\delta = \frac{\varphi_d}{\varphi_s} \quad (4.8)$$

(4.5) ve (4.6) denklemleri yukarıdaki moment denkleminde yerine koyulursa aşağıdaki hali alır.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\varphi_d \left(-i_{s\alpha} \frac{\varphi_q}{\varphi_s} + i_{s\beta} \frac{\varphi_d}{\varphi_s} \right) - \varphi_q \left(i_{s\alpha} \frac{\varphi_d}{\varphi_s} + i_{s\beta} \frac{\varphi_q}{\varphi_s} \right) \right] \quad (4.9)$$

$$\varphi_s = (\varphi_d)^2 + (\varphi_q)^2 \quad (4.10)$$

olduğu için moment denkleminin son hali aşağıdaki gibidir.

$$T_e = \frac{3}{2} P(\varphi_s) i_{s\beta} \quad (4.11)$$

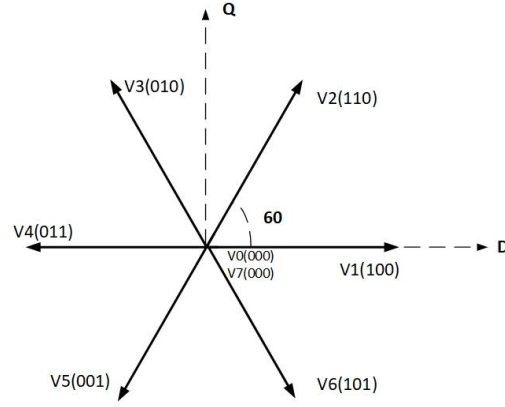
$i_{s\beta}$ akımı burada stator akımının enine bileşeni olup sadece bu değişkenin kontrolü moment kontrolünü sağlar. Maksimum momenti elde etmek için I_q ile φ_s arasındaki açı sürekli 90° de tutulmalıdır. Bunun için rotor konum bilgilerine göre statora gerilimin verilmesi gerekmektedir. Böylece statorun manyetik alanı ile rotorun aynı yönde ve hızda dönmesi sağlanır (Rashid 2000).

Hız bilgisi referans hız ile toplam bloğunda karşılaştırılır, ortaya çıkan hata payı PI kontrol bloğuna uygulanır ve buradan istenen Isqref akımı elde edilir. Eğer motor nominal hızın altında çalışacaksa Isd akımı ise 0 alınır. İki akım tekrar bir PI bloğundan geçirilerek referans V_d ve V_q gerilimleri elde edilir. Bu iki gerilimler Ters Park dönüşümü ile V_α ve V_β gerilimleri bulunur. Bu gerilimler Uzay Vektör DGM'nin vektör bileşenlerini oluşturur. Motor nominal hızın altında çalışacağı durumlarda I_{sd} akımının 0 alınacağı bahsedilmişti. Nominal hızın üstündeki çalışmalarda ise Alan Zayıflatma Kontrol yöntemi kullanılmalıdır. I_{sd} akımı bu durumda motorun zarar görmeyeceği akıyı elde etmek için negatif değerde tutulur buna alan zayıflatması ya da ters alan denir.

4.2.2 Doğrudan Moment Kontrolü

DTK yöntemi ilk olarak Takahashi, Nagochi ve Depenbrock tarafından geliştirilmiştir (Takahashi 1986, Depenbrock 1988). Bu geliştiricilerin yöntemi histerisiz kontrol uygun anahtarlama elemanları ile akı ve moment kontrol etme. 1996 yılında ABB firması tarafından üretilmiş ve piyasaya sürülmüştür. DMK metottaki gelişimlerden sonra bu kontrol yöntemi endüstride ve uygulamalarda daha çok yer almaya başladı. AA Motorlarda DMK yöntemi adından da anlaşılacağı üzere birbirinden uygun anahtarlama tablosundan seçilen bağımsız 6 veya 8 adet uygun gerilim uzay vektörünü ile direk moment ve akı bileşenlerini kontrol etme (Şekil 4.4). Referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentteki hata payını direk giderecek bir anahtarlama serisinin eviricideki güç elektroniği elemanlarına uygulanması olarak da tanımlanır (Menlibar 2009).

Geleneksel DMK yönteminde biri moment hatası diğeri de akı hatasında kullanılmak üzere iki tane histerisiz bant kullanılır. Akı histerisiz kontrolörünün amacı stator akısını istenen referans yörüngede tutmak, moment histerisiz kontrolörünün amacı ise yine istenen bant genişliğinde momentin değerini korumaktır (Rahman ve ark. 1999).



Şekil 4.4: Sektör bölgelerinin tanımlanması

DMK yönteminde stator direnci ile okunan akım ve gerilim bilgileri ile stator akısı ve moment tahminin yapılması neticesinde parametre bağımlılığı azalır, hızlı moment cevabı sağlar. Eviricilerin UVM (Uzay Vektör Modülasyonu) ile sürülmesi sonucu DGM tekniğinin kullanılması zorunluluğu ortadan kalkar. Klasik DMK yönteminde histerisiz bantlarından elde edilen çıkışlara göre uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi sonucu eviriciler tetiklenir. Uygun anahtarlama ile moment ve akıda oluşabilecek hatalar hızlıca giderilmekte ve hızlı bir moment cevabı alınması sağlanmaktadır. Yine DMK yönteminde sensör parçalarına gerek yoktur. Doğrudan moment ve akıya müdahale sayesinde daha hızlı kontrol sağlanır. Fakat DMK yönteminin dezavantajlarından stator direncinin sıcaklıktan etkilenmesi sonucu bu kontrol bloğu hassas bir yapıya sahiptir.

Stator akı uzay vektörünün konum bilgisi sayesinde sektörler bulunur. Seçilen sektöre göre histerisiz kontrolden alınan cevaplara göre tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörleri seçilerek kontrol işlemi gerçekleştirilir (Rahman, Zhong 1997).

Ayrıca DMK yöntemde stator akısının hesabından dolayı farklılık gösteren yöntemler vardır. Bunlar gerilim ve akım modelleridir. Gerilim modeli daha çok yüksek hız isteyen uygulamalarda kullanılır. Gerekli olan parametreler motordan ölçülen stator akımları ve stator direncidir. Akım modelinde rotor konum bilgisi ve akım bilgisi gerektirir. Düşük hızlarda kullanılan yöntemdir (Jansen, Lorenz 1994).

Asenkron ve senkron makinelerde kullanılan en modern kontrol yöntemi olmasına rağmen DMK'nın dezavantajları da vardır. Literatürdeki çalışmalarda bu

dezavantajları azaltmaya yöneliktir. En büyük dezavantaj ise yüksek moment ve akı dalgalanmalarıdır. Stator akı hesabında kullanılan stator direnci hassas bir yapıya sahip olduğu için bu parametredeki herhangi bir değişiklik stator akısı dolayısıyla moment hesabında da sapmalara neden olacaktır (Singh 2011).

4.2.3 DMK ve AYK Yöntemlerinin Ortak ve Farklı Yönleri

Her iki sistemde de dinamik ve hızlı moment cevabı elde edilebilmektedir. İki yöntemde de moment dalgalanmaları görülür. Motor ve yük parametrelerine bağlı kalmadan moment ve akı istenen değer bandında kontrol edilebilir.

DMK’de moment ve stator akısı tahmin edilmesi gereken bileşenlerdir. Stator akısı, statorun akım ve gerilim momentleri yardımıyla hesaplanır. Moment ise stator akısı ve akım uzay vektörleri kullanılarak bulunur. Stator akısı integral hesabındaki R_s stator direncinin doğru bir şekilde hesaplanmasına bağlıdır. (Bakan 2002). Düşük hız gerektiren uygulamalarda dirençteki değişim büyük hata ve değişmeye sebep olur.

AYK’da moment kontrolü için histerisiz denetimle akım denetleyiciler kullanılırken, DMK’de akı ve moment gerilim vektörü ile kontrol edilir. Bunun içinde uygun gerilim vektörünü seçen iki tane bağımsız histerisiz denetleyici kullanılır.

Sonuç olarak DMK direk kontrol imkânı, hesaplama ve uygulamadaki karmaşıklığı azaltması açısından daha üstün gösterilebilir. Fakat direncin değişikliğin hassasiyeti ve ek hesaplamalar yine bu iki yöntemi faydalılık açısından eşit noktaya getirir. İki yöntem ile ilgili karşılaştırma Tablo 4.1 ‘de verilmiştir (Menlibar 2009).

Tablo 4.1: AYK ve DMK yöntemlerinin karşılaştırılması

Karşılaştırma Konusu	AYK	DMK
Kontrol Edilen Değişkenler	Moment -Rotor akısı	Moment –Stator Akısı
Ölçülen Değişimler	Mekanik Hız- Stator akımları	Stator gerilimleri- Stator Akımları
Moment Kontrolü	Dolaylı Kontrol	Doğrudan Kontrol
Akı Kontrolü	Dolaylı Kontrol	Doğrudan Kontrol

4.2.3.1 DMK’de Moment Kontrol Yöntemi

DMK, hesaplanan akı ile referans akı arasındaki hatayı giderecek bir anahtarlama serisinin uygun gerilim vektörlerini seçerek evirici elemanlarına uygulanmasına dayanır ve hızlı bir moment cevabı sağlar.

Düzgün hava aralığına sahip bir SMSM’de $L_{sd}=L_{sq}=L_s$ ’dir. Akı denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\varphi_{sx} = L_s i_x + \varphi_m \cos\delta \quad (4.12)$$

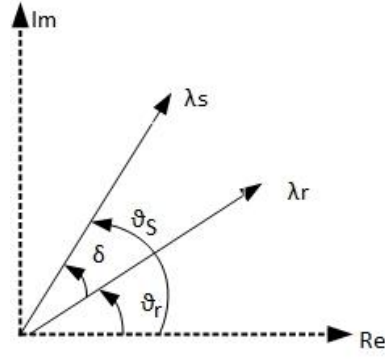
$$\varphi_{sy} = L_s i_y - \varphi_m \sin\delta \quad (4.13)$$

Stator manyetik akısı x-ekseni üzerinde olduğundan $\varphi_{sy} = 0$ alındığı zaman

$$i_y = \frac{1}{L_s} \varphi_m \sin\delta \quad (4.14)$$

olur. Bu denklemi moment denkleminde yerine koyulduğunda moment denklemi Denklem 4.15’deki gibi ortaya çıkar.

$$T = \frac{3}{2} p \frac{1}{L_s} \varphi_m \varphi_s \sin\delta \quad (4.15)$$



Şekil 4.5: Farklı eksenlerde rotor ve stator akıları

Burada verilen δ moment açısıdır ve bu açının artışı momentte de artışı sağlar. Diğer taraftan ise stator manyetik akısının genliğinin sabit olduğu zaman manyetik akının dönüş hızının artırılması ile moment kontrolü sağlanır (Şekil 4.5).

Denklem (4.15)'de görüldüğü gibi moment stator akı bileşenin genliğine ve dönüş hızına bağlıdır. Yük açısı δ artarsa moment de artar. Yük açısını arttırmak için stator akı vektörünün dönüş hızının rotor akı vektörünün dönüş hızından fazla olması gerekir. Rotor akısının dönüş hızı makinenin mekanik hızına bağlıdır. Dönüş hızını histerisiz banttan alınan çıkışa göre arttırıp ya da azaltmak için uygun gerilim vektörleri seçilmelidir (Rahman, Zhong 1997).

4.2.3.2 Akı Tahmini

SMSM'de stator akı bağıntısı denklemi aşağıda verilmiştir.

$$\varphi_s = \int_t^{t+\Delta t} (V_s - R_s i_s) dt \quad (4.16)$$

Burada φ_s stator akısı, i_s ölçülen stator akısı, V_s ölçülen stator gerilimi, R_s ise stator direncidir. Bu denklemdeki direnç üzerindeki gerilim düşümü ihmal edildiğinde denklem

$$\varphi_s = \int_t^{t+\Delta t} (V_s) dt \quad (4.17)$$

haline gelir. Denklem 4.17'den anlaşıldığı üzere stator akısı ile gerilim vektörü aynı yönlüdür. Gerilimde meydana gelen bir değişim akıya yansır, buna göre

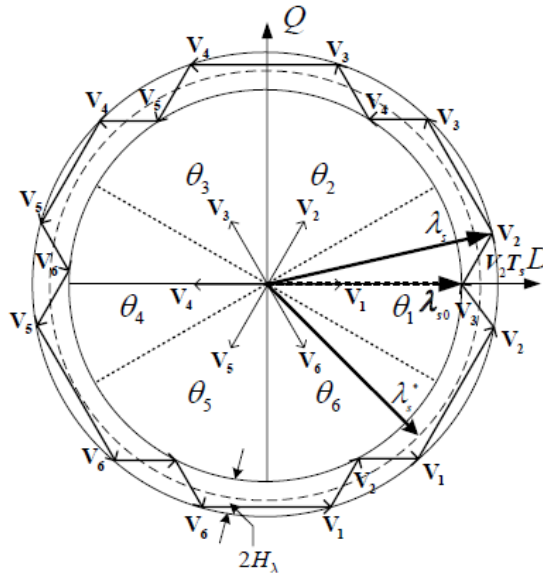
Δt kadar bir zamanda gerilimdeki değişiklik stator akısında $\Delta\varphi_s$ kadar bir değişiklik meydana getirir.

$$\Delta\varphi_s = V_s \Delta t \quad (4.18)$$

Stator uzay akısı gerilim uzay vektörünün integrali olduğundan gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. Sıfır vektörü uygulandığında ise bu vektörlerin değişmediği kabul edilir. (Rahman, Zhong 1997).

DMK'nin akı kontrolünün temel amacı akı genliğini önceden tanımlanan histerisiz bant aralığında tutmaktır. Bunun için de uygun gerilim vektörleri uygulanarak kontrol sağlanır (Dan ve ark. 2001). Uygun gerilim vektörünü bulmak için de Şekil 4.6 'da gösterildiği gibi gerilim eksenini 6 eş parçaya bölünür.

Her bölgedeki 2 adet komşu vektör stator akısının genliğini arttırmak ya da azaltmak için kullanılır.



Şekil 4.6: Gerilim vektörleri ve bölgeleri

Örneğin 1.bölgede stator akısı saat dönüş yönünün tersine hareket ettiğinde akı genliğini arttırmak için gerilim uzay vektörü V_2 ya da genliği azaltmak için V_3

vektörü seçilmelidir. Yine aynı bölgede akı saat dönüş yönünde hareket ettiğinde genliği arttırmak için V_6 , genliği azaltmak için de V_5 vektörü seçilmelidir.

4.2.3.3 3 Fazlı Gerilim Kaynaklı Uzay Vektör DGM Eviriciler

DGM Eviriciler sabit değerli bir DA kaynaktan istenen genlik ve frekansta 3 fazlı AA çıkışlar elde etmeye yarayan elemanlardır. DGM eviricilerde yüksek anahtarlama gerektiğinden IGBT kullanılır. Bu gerilim dalgası değişiminin tek bir parçada yapılması bu eviricileri UPS, Kompanzasyon, AA sürücülerde yaygın olarak kullanılmasını sağlar. İstenen gerilimin genliği ve frekansı anahtarlama durumlarına göre ayarlandığından sistemin dinamik cevabı çok hızlıdır. Fakat anahtarlama frekansı yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları fazladır.

Dengeli bir 3 faz elde edebilmek için 3 adet aralarında 120° faz farkı bulunan referans gerilime ihtiyaç vardır. Çıkış geriliminin de sinüs olması için girilen referans değerleri sinüs olmalıdır. Buna Sinüzoidal DGM denir. Fakat bu yöntemde maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir (Bose 2002).

Son yıllarda ise buna alternatif olarak uzay vektör fikrine dayanan bir yöntem geliştirilmiştir. Daha yüksek çıkış gerilimi, daha düşük harmonik çıkış ve anahtarlama kayıplarındaki azalma gibi nedenlerle uygulamalarda geniş yer bulmuştur. Fakat karmaşık matematiksel hesaplar, koordinat dönüşümleri, sürekli sektör belirlenmesi gibi karışık işlemlere sebep olmasından dolayı diğer darbe genişlik modülasyon tiplerine göre karmaşıktır.

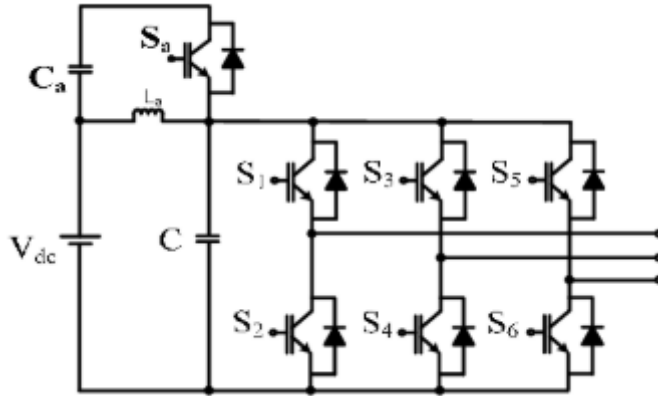
4.2.3.3.1 Uzay Vektör Modülasyonu

Uzay Vektör Modülasyonu (UVM), DGM yöntemlerinden farklıdır, DGM’li evirici, her fazın dalga şeklini bağımsız olarak oluşturan üç farklı push-pull sürücü katmanı olarak düşünülebilir. Fakat UVM, eviriciyi tek bir birim olarak ele alır; evirici 8 farklı durumda sürülebilir. UVM, DGM yük hat gerilimlerinin üretilmesi amacıyla sahip sayısal bir modülasyon tekniğidir.

Gerilim kaynaklı eviricilerin güç anahtarları 180° iletim halindedir. Bu eviricilerin çalışması için aynı anda aynı bacadaki iki elemanın iletimde olmaması gerekir. Bunun içinde 2 durumlu 3 anahtarlama sinyalinin olması gerektiği anlaşılır. (S_a, S_b, S_c) Dolayısıyla $2^3=8$ tane anahtarlama durumu mevcuttur (Şekil 4.7).

Eviricilerin her bir faz ayağının durumu S_a, S_b ve S_c anahtarlama fonksiyonu tarafından kontrol edilir. Eğer eviricinin fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlanırsa “1”, negatif ucunu da toprağa bağlanırsa “0” değerini alır. DA bara gerilimi V_{dc} olduğuna göre anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 \rightarrow +V_{dc} \\ 0 \rightarrow -V_{dc} \end{cases} \quad (4.19)$$



Şekil 4.7: DGM evirici

Denklemdaki sabit $2/3$ ifadesi Park Dönüşüm’den gelmektedir. S_a, S_b ve S_c için “1” üst anahtar iletimde, “0” ise alt anahtar iletimde demektir.

Her bir anahtar 180° iletir. Herhangi bir anda üç anahtar iletimdedir. S_1 anahtarı iletime geçirildiğinden, DA geriliminin pozitif ucu ile yüklenir, S_4 anahtarı iletime geçirildiğinde ise DA kaynağının negatif polaritesi ile gerilimlenir. Eviricinin her bir bacağına anahtarları iletim için aynı anda anahtarlama yapılamaz, bu DA bara gerilim kaynağında bir kısa devreye sebebiyet verir.

Tablo 4.2’de sekiz geçerli anahtar durumları gösterilmektedir. Şekil 4.8’deki S_1 ve S_6 transistörleri sırası ile biri üstte diğeri altta çıkış gerilimi $+V_{dc}$ ve $-V_{dc}$ olacak şekilde aynı anda iletirse, anahtar durumu 1 olurken bu anahtarlar aynı anda kesime girerse anahtar durumu 0 olur. 1’den 6’ya kadarki durumlar sıfır olmayan çıkış gerilimleri üretir. 7 ve 8 durumları sıfır hat gerilimleri üretir ve hat akımları üst ya da alt serbest dolaşım diyotlarından dolaşır. Böylece, meydana gelen AA hat gerilimleri V_{dc} , 0 ve $-V_{dc}$ gerilimlerinde ayırık değerlerden oluşur. Verilen dalga şeklini üretmek için, durumların seçimi genellikle, sadece geçerli durumların kullanımını sağlayan modülasyon tekniği ile yapılır.

Tablo 4.2: Anahtarlama tablosu

Gerilim Vektörü	Konum	Vektör Durumu
V_1	(100)	Aktif
V_2	(110)	Aktif
V_3	(010)	Aktif
V_4	(011)	Aktif
V_5	(001)	Aktif
V_6	(101)	Aktif
V_7	(000)	Pasif
V_0	(111)	Pasif

Bir eviricide altı adet aktif gerilim vektörü, iki adet de sıfır gerilim vektörü bulunmaktadır. Gerilim uzay vektörünün farklı anahtarlama durumları için gösterimi aşağıdaki gibidir:

$$V_s = \frac{2}{3}V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3} \right) \quad (4.20)$$

(4.20) deki ifade (4.21) şeklinde genelleştirebilir.

$$V_k = \frac{2}{3}V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \quad k=0,1,2,3,4,5,6,7 \quad (4.21)$$

(4.21) ifadesi eviricilerin çıkış gerilimlerinin uzay vektörleri olarak adlandırılır. Bu sekiz adet faz kombinasyonunun olması sekiz adet anahtarlama kombinasyonundan ötürüdür.

Belli bir sektör içindeki V_r referans vektörü, verilen bir genlik ve konumu üretmek için üç komşu sabit uzay vektörlerinden oluşturulabilir. Eğer istenen V_r modülasyon işareti, keyfi vektörler V_n ve V_{n+1} arasında bulunuyorsa, o zaman iki sıfır olmayan vektör ve bir sıfır vektör maksimum yük hat gerilimini elde etmek ve anahtarlama frekansını minimize etmek için kullanılır. Örneğin, 1. Bölgede V_r gerilimi V_1 ve V_2 vektörleri ve iki sıfır vektörden biri ile gerçekleştirilebilir. V_1 durumu T_1 süresince aktiftir, V_2 T_2 süresince aktiftir. Sıfır vektörleri T_z süresince aktiftir. Burada T_1 , T_2 , T_z sırasıyla vektörlerin bekleme (dwell) zamanıdır. $V_z=0$ olduğundan dolayı aşağıdaki Denklem (4.22) oluşur:

$$V_r * T_s = V_1 * T_1 + V_2 * T_2 + V_z * T_z \quad (4.22)$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_z \quad (4.23)$$

Sektör 1'deki uzay vektörleri;

$$V_1 = \frac{2}{3} V_s; V_2 = \frac{2}{3} V_s e^{-j\frac{\pi}{3}}; V_z = 0; V_r = V_r e^{-j\theta} \quad (4.24)$$

Burada V_r referans vektörünün genliğidir ve θ , V_r 'nin açısıdır.

Denklem 4.24'yi Denklem 4.22'de yerine koyarak aşağıdaki ifade elde edilir.

$$T_s V_r e^{j\theta} = T_1 \frac{2}{3} V_s + T_2 \frac{2}{3} V_s e^{j\frac{\pi}{3}} + T_z * 0 \quad (4.25)$$

Denklem 4.25'i açarsak;

$$T_s V_r (\cos\theta + j\sin\theta) = T_1 \frac{2}{3} V_s + T_2 \frac{2}{3} V_s \left(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3} \right) + T_z * 0 \quad (4.26)$$

Her iki taraftaki reel ve sanal kısımları eşitleyerek, aşağıdaki ifadeleri elde ederiz.

$$T_s V_r (\cos\theta) = T_1 \frac{2}{3} V_s + T_2 \frac{2}{3} V_s \left(\cos \frac{\pi}{3} \right) + T_z * 0 \quad (4.27)$$

$$jT_s V_r (\sin\theta) = jT_2 \frac{2}{3} V_s \left(\sin \frac{\pi}{3} \right) + T_z * 0 \quad (4.28)$$

1.Sektörde ($0 \leq \theta \leq \pi/3$ için) T_1 , T_2 ve T_z için çözersek aşağıdaki denklemleri elde ederiz.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s V_r}{V_s} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4.29)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s V_r}{V_s} \sin(\theta) \quad (4.30)$$

$$T_z = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.31)$$

Eğer V_r referans vektörü, $\theta=\pi/6$ olacak şekilde, V_1 ve V_2 vektörleri arasında bulunuyorsa, bekleme zamanı $T_1=T_2$ olur. Eğer V_r , V_2 'ye yakın ise bekleme zamanı $T_2 > T_1$ olur.

Uzay vektör sırası, spektrumlardaki çift harmonikleri azaltmak için yük hat geriliminin çeyrek dalga simetriye sahip olması sağlanmalıdır. Anahtarlama frekansını azaltmak için anahtarlama sırasını düzeltmek de gereklidir. Bu anahtarlama bir sonraki anahtarlama geçiş anında sadece eviricinin bir bacağı anahtarlanarak yapılır. Biri iletimde iken diğeri kesime geçirilir. Uzay vektör diyagramında bir sektörden diğerine hareket etmek için geçiş minimum anahtarlama sayısına gereksinim duyar. Bu koşullar V_0 , V_n , V_{n+1} , V_0 sırası ile sağlanır. Örneğin eğer referans vektör 1.Sektör bölgesinde olursa, anahtarlama sırası V_0 , V_1 , V_2 , V_7 , V_2 , V_1 , V_0 olur. T_0 zaman aralığı örnekleme periyodunun başına ve sonuna dağıtılabilir.

3 faz gerilimleri aşağıda verildiği gibi sektör 1 için bir anahtarlama periyodu süresince uzay vektörlerin zamana bölünmesiyle bulunabilir.

$$v_{an} = \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_0}{2} + T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = \frac{V_s}{2} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \quad (4.32)$$

$$v_{bn} = \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_0}{2} - T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = \frac{V_s \sqrt{3}}{2} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad (4.33)$$

$$v_{cn} = \frac{V_s}{2T_s} \left(\frac{-T_0}{2} - T_1 - T_2 + \frac{T_0}{2} \right) = -V_{an} \quad (4.34)$$

Tablo 4.3: Farklı anahtarlama durumlarında gerilim tablosu

Kombinasyon			V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	0
1	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	1	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
0	1	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
0	1	1	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
1	0	1	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
1	1	1	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	0

(5.42) denkleminde göre fazlar arası gerilim;

$$V_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \quad (4.35)$$

$$V_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \quad (4.36)$$

$$V_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \quad (4.37)$$

Stator faz gerilimleri yine denklem (5.42) faz-toprak gerilimleri;

$$V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \quad (4.38)$$

$$V_b = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \quad (4.39)$$

$$V_c = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \quad (4.40)$$

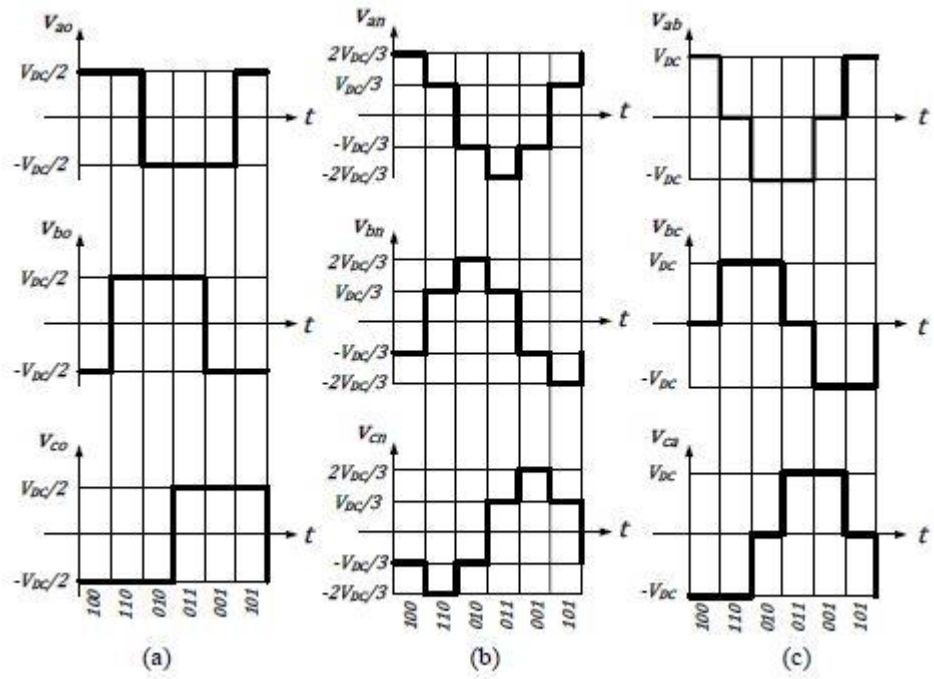
Denklem (4.35), (4.36), (4.37) Denklem (4.38), (4.39), (4.40) de yerine konulursa;

$$V_a = \frac{1}{3}V_{dc}(2S_a - S_b - S_c) \quad (4.41)$$

$$V_b = \frac{1}{3}V_{dc}(-S_a + 2S_b - S_c) \quad (4.42)$$

$$V_c = \frac{1}{3}V_{dc}(-S_a - S_b + 2S_c) \quad (4.43)$$

Şekil 4.8’de faz-orta nokta, faz-toprak ve fazlar arası gerilim şekilleri gösterilmiştir.

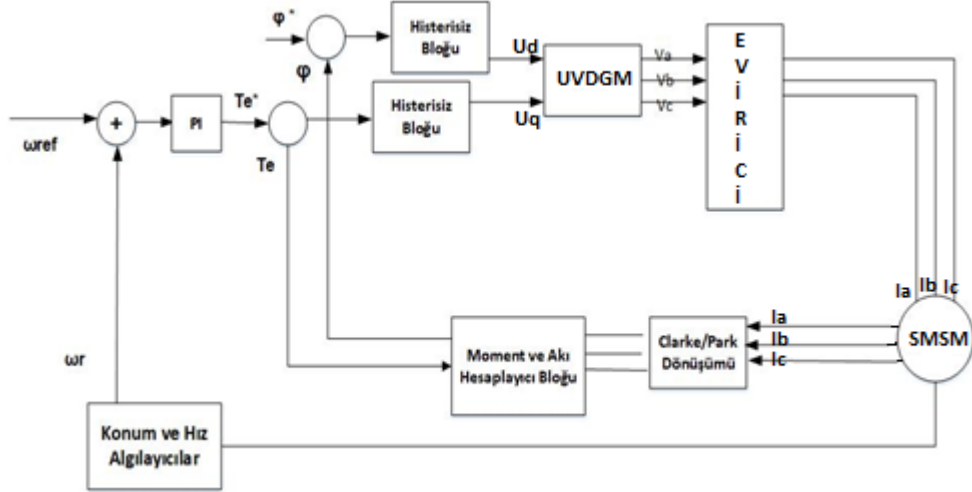


Şekil 4.8: İki Seviyeli 3 faz gerilim anahtarlama eviricilerin gerilim şekilleri

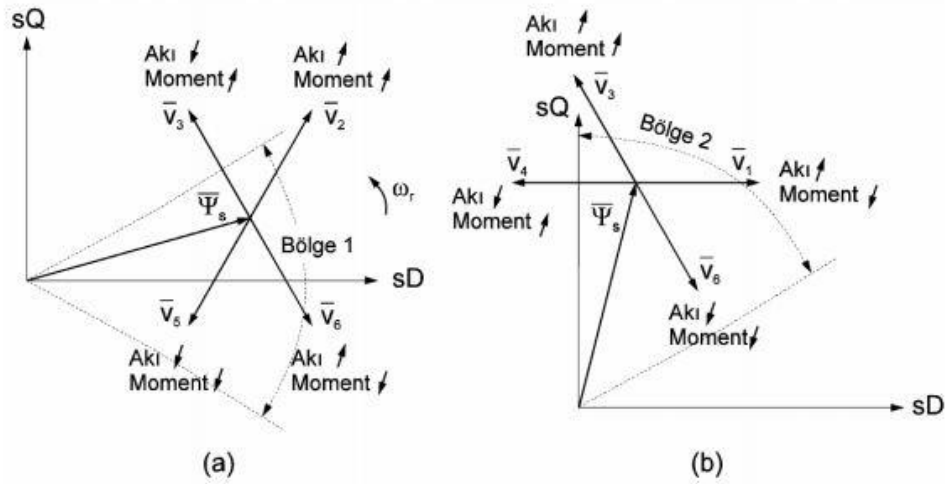
a)Faz –orta nokta gerilimi b) Faz-toprak gerilimi c)Fazlar arası gerilim

Klasik DMK modelinde uygun gerilim vektörünü bulmak için histerisiz kontrolden çıkan akı ve moment bilgileri kullanılır. Moment ve stator gerilimlerinden elde edilen değerler, referans değerler ile karşılaştırılır. Elde edilen hata girişleri histerisiz karşılaştırıcıya sokulur ve çıkışlarında üretilen kontrol sinyalleri ile anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır (Şekil 4.9). Burada saat yönünün tersi çalışma için ölçülen moment referans değerinden küçük ise akımın dönüşünü aynı yönde tutan vektörler seçilir. Böylece stator ile sürekli mıknatıs akısı arasında moment açısı hızlıca artar ve moment artmış

olur. Aynı şekilde momentin düşürülmesi istenen durumda ise stator akısının dönüş yönünü ters yönde tutan gerilimler ve sıfır vektörü seçilir. Yük açısının azalması sonucu moment de azalır. Şekil 4.10'da akı ve momentin referans değerini elde etmek için örnek bölgelerde hangi gerilim vektörlerinin seçilmesi gerektiği gösterilmiştir.



Şekil 4.9: Klasik DMK yönteminin blok diyagramı



Şekil 4.10: Stator akısı örnek a) 1. bölgede b) 2. bölgede gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi

Akı histerisiz karşılaştırıcısının çıkışı Ψ moment histerisiz karşılaştırıcısının çıkışı T olarak gösterilmiştir. $T=1$; moment gerçek değer altında, $T=0$ moment değişmiyor, $T=-1$ ise moment gerçek değer üstündedir ve akı ters yönde döndürülmelidir. Ψ ise iki değerlidir, $\Psi=1$ manyetik akı gerçek değer altındadır. $\Psi=-1$ manyetik akı referans değer üstünde olması demektir (Tablo 4.4).

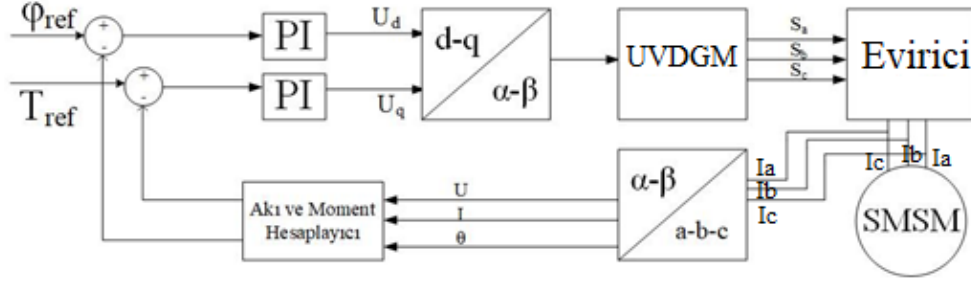
Tablo 4.4: Eviriciler için histerisiz çıkışları

Ψ	T	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(001)$	$V_2(011)$	$V_3(010)$	$V_4(110)$	$V_5(100)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(110)$	$V_5(100)$	$V_6(101)$	$V_1(001)$	$V_2(011)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$

4.2.4 DTC-SVM Yöntemi

DTC-SVM yöntemi klasik DMK yönteminin geliştirilmiş halidir. DTC-SVM yöntemi sabit anahtarlama frekansı sağlar, kontrol yapısında ise yine UVM kullanılır. DTC-SVM yöntemi uygulanan akı ve moment kontrol algoritmalarına bağlıdır.

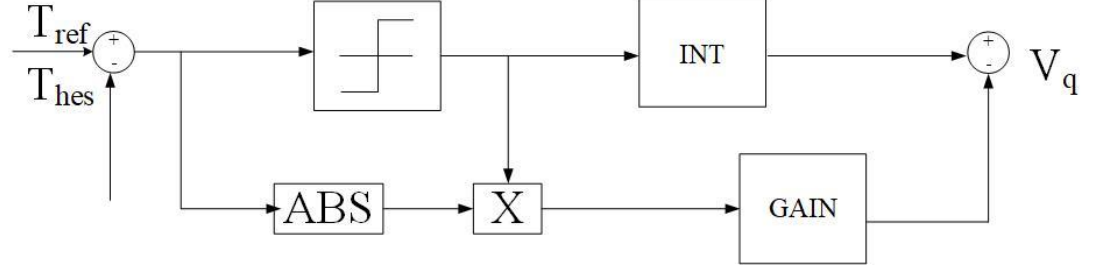
AA makineleri için farklı yapıda DTC-SVM geliştirilmiştir. Yöntemde kullanılan akı ve moment tahmininde, klasik DMK yönteminde olduğu gibi akım, gerilim, stator direnci ve açı bilgisi gerekir. Bu yöntemde kapalı-çevrim moment kontrollü DTC-SVM yöntemi denir. Özellikle SMSM için uygun bir yapıya sahiptir.



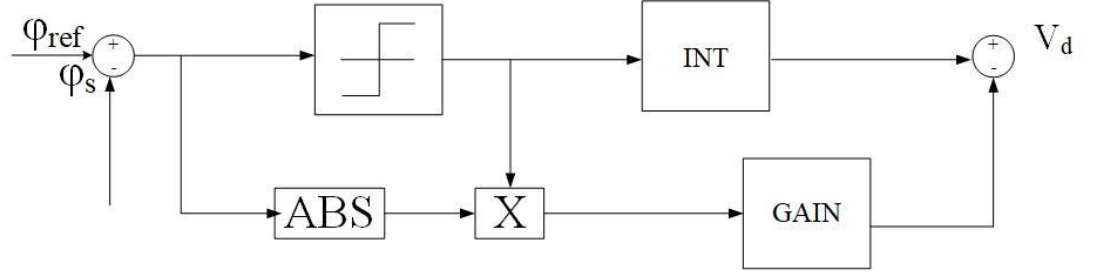
Şekil 4.11: Kapalı çevrim moment ve akı kontrollü DTC-SVM'in blok diyagramı

Klasik DMK yöntemi ile karşılaştırıldığında DTC-SVM yönteminde büyük moment ve akı dalgalanmalarının azaldığı ve daha dinamik ve hızlı moment cevabı sağlandığı görülmüştür. Klasik DMK'de kullanılan histerisiz karşılaştırıcılar DTC-SVM'de bulunmaz. DTC-SVM yönteminin blok diyagramı Şekil 4.11'te gösterilmiştir.

Histerisiz DMK yönteminde sabit anahtarlama frekansı elde edilemiyor ve yüksek anahtarlama frekansı gerekiyordu. Bunun için yüksek hızlı mikroişlemciler ve güç elektroniği elemanlarına ihtiyaç vardı. Ayrıca stator akısında ve momentte yüksek dalgalanmalara sebep oluyordu (Tang ve ark. 2003). Literatürde bu dalgalanmaları azaltmaya yönelik önemli çalışmalar vardır. İşte bu anda devreye Uzay Vektör Modülasyonlu DMK yöntemi kullanılmaya başlandı. Bu yöntem ilk olarak asenkron motorlara ardından SMSM'lere uygulandı (Tang, Rahman 2001). Bu yöntemde klasik modelde kullanılan histerisiz karşılaştırıcılar yerine moment ve akı hesaplayıcıları kullanılır. Referans akı ve moment ile hesaplanan değişkenler arasındaki hatayı yok edecek uygun gerilim vektörleri seçilip eviricilere uygulanır. Bu yöntem daha az moment ve akı dalgalanmalarını sağlar ve motorun daha dinamik bir davranış sergilemesine yardımcı olur. DMK yöntemin temel amacı basit olmasıdır. Fakat bu yöntemin karışık algoritmalar içermesi ve yoğun matematiksel işlemleri barındırması bu yöntemin dezavantajlarındadır (Ocen 2005).



Şekil 4.12: Moment hatası değeri hatasından P ve I sabitleri ile V_d geriliminin elde edilmesinin blok diyagramı



Şekil 4.13: Akı değeri hatasından P ve I sabitleri ile V_d geriliminin elde edilmesinin blok diyagramı

Şekil 4.12’te blok şeması gösterilen hesaplama bloğunda hesaplanan moment ile referans momentin karşılaştırılması sonucu elde edilen ΔT_e moment hatası PI kontrolden geçirilerek Denklem 4.44’a göre V_d gerilimi elde edilir. Hesaplanan moment ile referans hız değeri ile motorun anlık hızının PI kontrolden evrilerek elde edilen moment karşılaştırılır. Aradaki hata payı da PI kontrolden geçirilir. Şekil 4.13’da gösterilen blok diyagramı ve Denklem 4.46’a göre V_q gerilimi elde edilir.

$$V_d = K_p(\Delta T_e + \frac{1}{T_s} \int \Delta T_e dt) \quad (4.44)$$

$$\Delta T_e = T_{ref} - T_{hes} \quad (4.45)$$

$$V_q = K_p \left(\Delta\varphi_s + \frac{1}{T_s} \int \Delta\varphi_s dt \right) \quad (4.46)$$

$$\Delta\varphi_s = \varphi_{ref} - \varphi_{hes} \quad (4.47)$$

$$V_s = V_d + jV_q \quad (4.48)$$

$$\theta_{ref} = \tan^{-1} \frac{V_{\beta ref}}{V_{\alpha ref}} \quad (4.49)$$

4.2.4.1 Sektör Seçimi

Sektör seçiminde akıllar arasındaki açının trigonometrisinin hesaplanması yoğunluk oluşturmaktadır. Bu nedenle bu tanjant fonksiyonun ortadan kaldırılıp stator akı hesabında gerilim fark tablosu Tablo 4.5'te oluşturulmuştur. Bu sayede bölge seçimi kolaylaşmıştır. (Ye, Zhang 2010)

$$V_\beta > 0, A = 1 \quad (4.50)$$

$$3V_\alpha - V_\beta > 0, B = 1 \quad (4.51)$$

$$\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta < 0, C = 1 \quad (4.52)$$

Yukarıdan elde edilen A, B, C sabitlerine göre P sabiti;

$$P=A+2B+4C \quad (4.53)$$

Tablo 4.5: P sabitine göre sektör belirlenmesi

Sektör	I.	II.	III.	IV.	V.	VI.
P	3	1	5	4	6	2

4.2.4.2 Anahtarlama Sürelerinin Belirlenmesi

T_1 ve T_2 süreleri aşağıdaki denklemlere göre belirlenir. Tablo 4.6’da bu sürelerin sektörler için değerleri belirlenmiştir (Li ve ark. 2011)

$$X = V_{\beta} \frac{\sqrt{3}T}{U_{dc}} \quad (4.54)$$

$$Y = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\alpha} + \frac{1}{2} V_{\beta} \right) \frac{\sqrt{3}T}{U_{dc}} \quad (4.55)$$

$$Z = \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} V_{\alpha} + \frac{1}{2} V_{\beta} \right) \frac{\sqrt{3}T}{U_{dc}} \quad (4.56)$$

Tablo 4.6: Farklı sektörler için T_1 ve T_2 sürelerinin belirlenmesi

Sektör	1	2	3	4	5	6
T_1	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
T_2	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

4.2.4.3 UVDGM Gerilim Dalgalarının Oluşturulması

Anahtarlama noktaları Denklem (4.46), (4.47) ve (4.48)’e göre belirlenir.

$$T_a = \frac{(T - T_1 - T_2)}{4} \quad (4.57)$$

$$T_b = T_a + \frac{T_1}{2} \quad (4.58)$$

$$T_c = T_b + \frac{T_2}{2} \quad (4.59)$$

Farklı sektörler için karşılaştırmalı sürelerinin zamanları aşağıdaki Tablo 4.7'ye göre seçilir (Ye, Zhang 2010)

Tablo 4.7: Farklı sektörler için karşılaştırmalı sürelerinin belirlenmesi

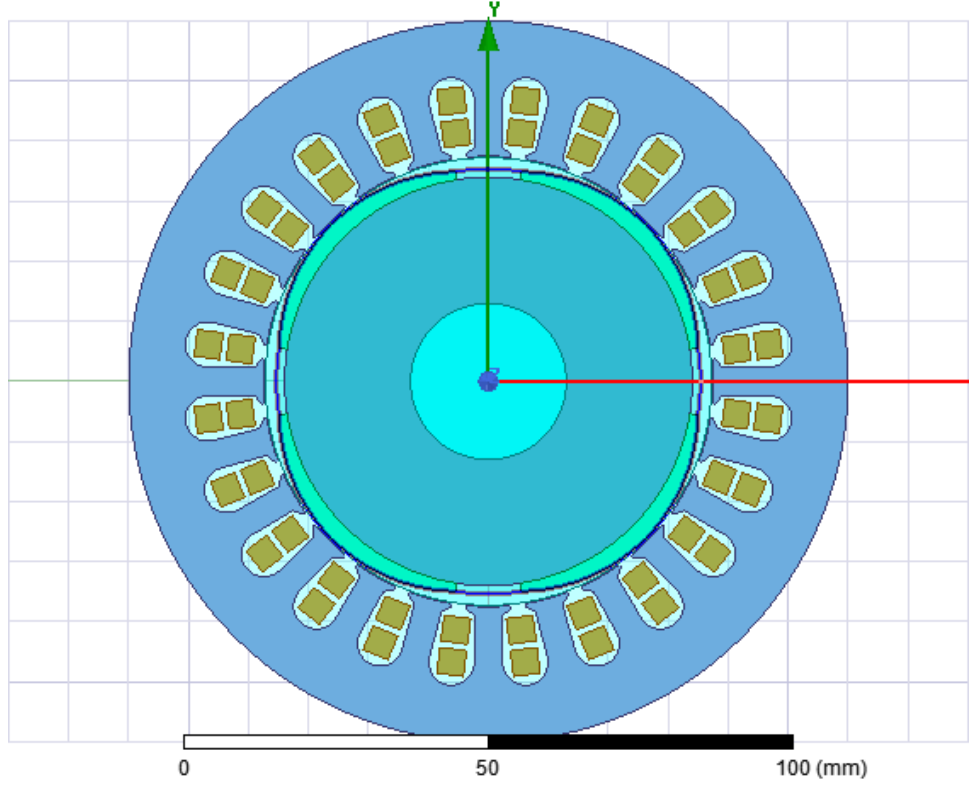
Sektör	1	2	3	4	5	6
T_{com1}	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
T_{com2}	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
T_{com3}	T	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

5. SMSM'NİN VEKTÖREL KONTROLÜNÜN ANSYS SIMPLORER İLE BENZETİMİ

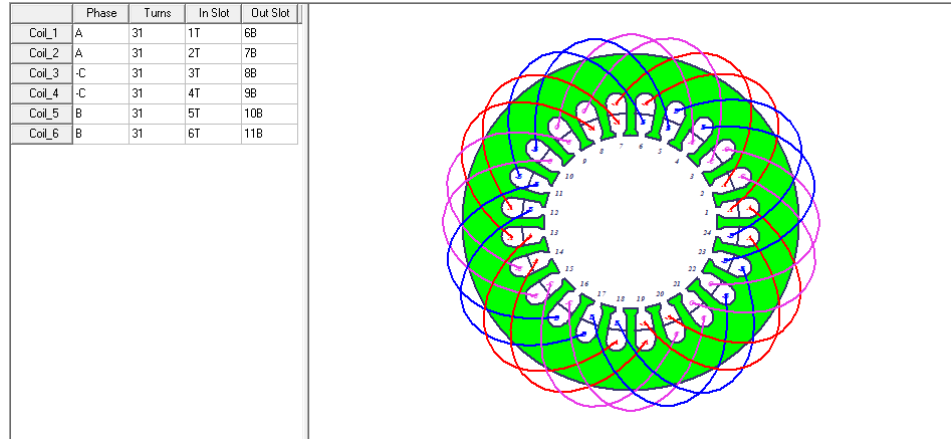
Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemlerinin benzetimi ANSYS Simplorer ile yapılmıştır. Ansys Simplorer programı elektrik, mekanik, elektromanyetik ve hidrolik gibi yüksek performanslı sistemlerin tasarımı, modellenmesi, analizi ve optimizasyonunda kullanılır. ANSYS Maxwell programında tasarlanan motorun parametre ve sonuçları gösterilmiş, ardından Ansys SIMPLORER programında AYK ardından DMK yöntemi aşamaları ile anlatılmıştır.

5.1 SMSM'nin ANSYS Maxwell Programında Benzetim ve Sonuçları

Benzetim için ANSYS Maxwell programında 0,55 KW, 4 kutuplu 220V-50 Hz İçten Mıknatıslı Senkron Motor tasarlanmış ve tasarlanan motor SIMPLORER programıyla bağlantısı yapılarak kontrol işlemleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.1'de RMXPRT tasarımı yapılmış SMSM'nin genel görünümü verilmiştir. Uyarım şekli programdan AA olarak belirlenmiş program direk kalıcı hal durumunu gösterecek şekilde kendi hesapladığı bir moment algoritmasını kullanarak motorun nominal seviyede çalışma grafiklerini göstermiştir. Şekil 5.2'de uyarım sargılarının dizilimi gösterilmiştir. Bu grafikler kontrol yöntemlerinde ortaya çıkan grafiklerle de karşılaştırma amacı ile tekrar kullanılmıştır.



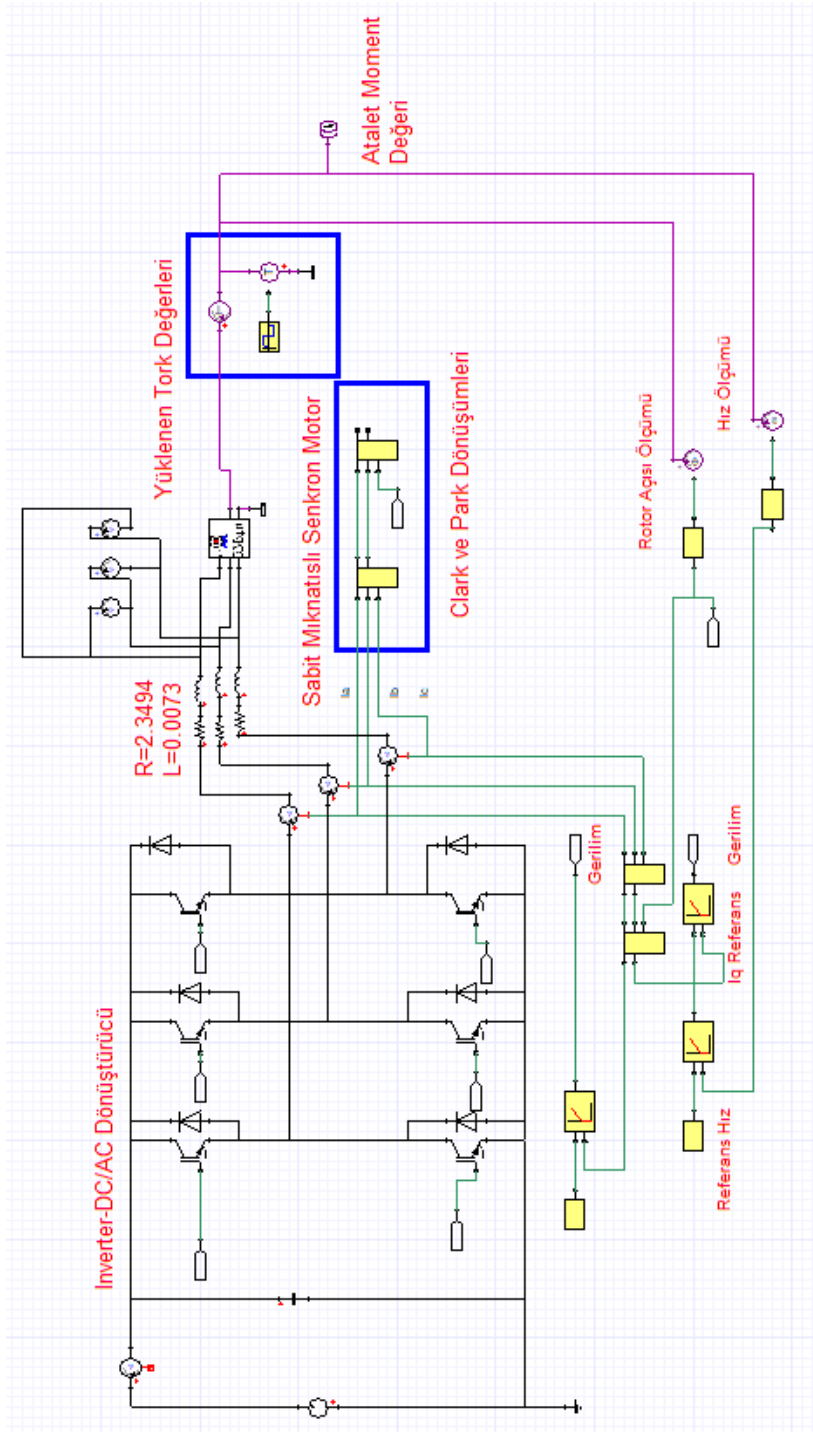
Şekil 5.1: SMSM ANSYS Maxwell'de genel görünümü



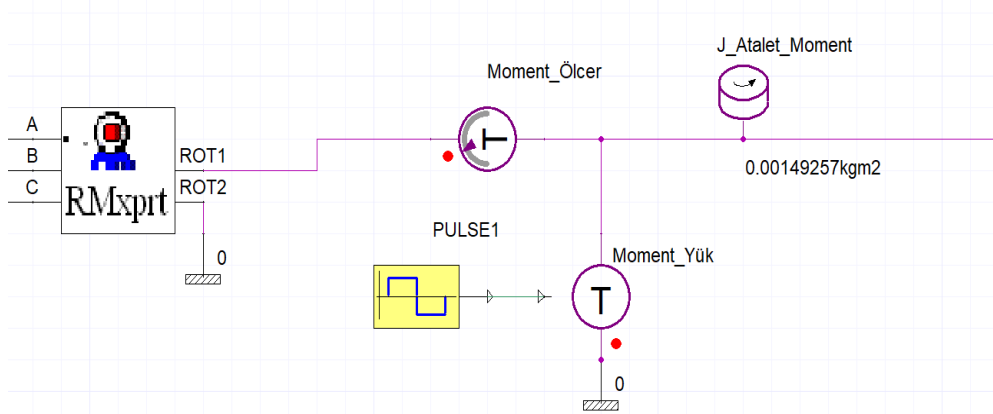
Şekil 5.2: ANSYS Maxwell'de motorun uyarım sargıları

5.2 SMSM'nin AYK ile Benzetimi

Bu kontrol yönteminde Simplorer'da Evirici, Akım Dönüşümleri, PI blokları ile gerilimlerin elde edilmesi ve bu gerilimlere göre anahtarlama sırasının oluşturulması esasına dayanmaktadır. Şekil 5.3 ve Şekil 5.4 ANSYS Maxwell programında tasarlanan motorun Simplorer'a eklenmiş halidir.

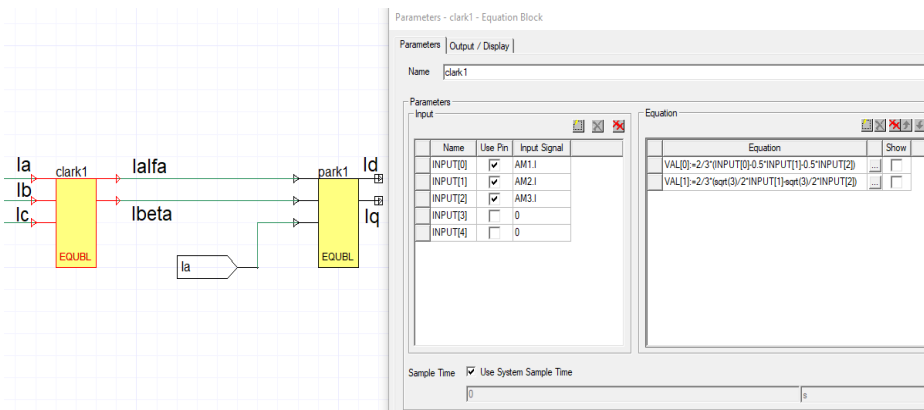
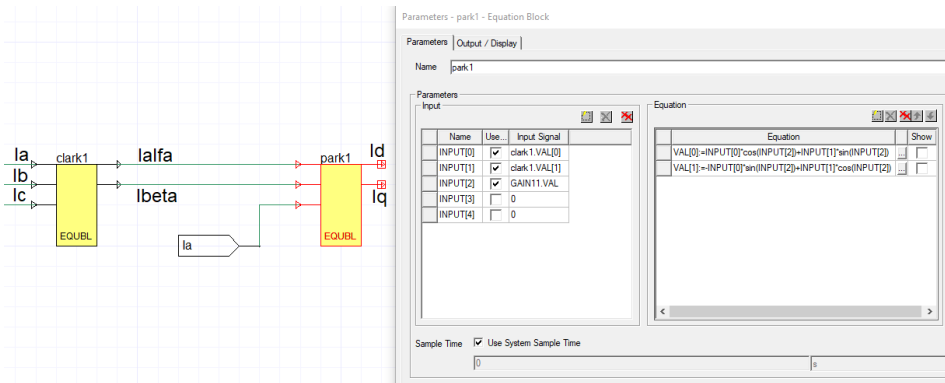


Şekil 5.3: ANSYS Simplorer'de AYK genel görünümü

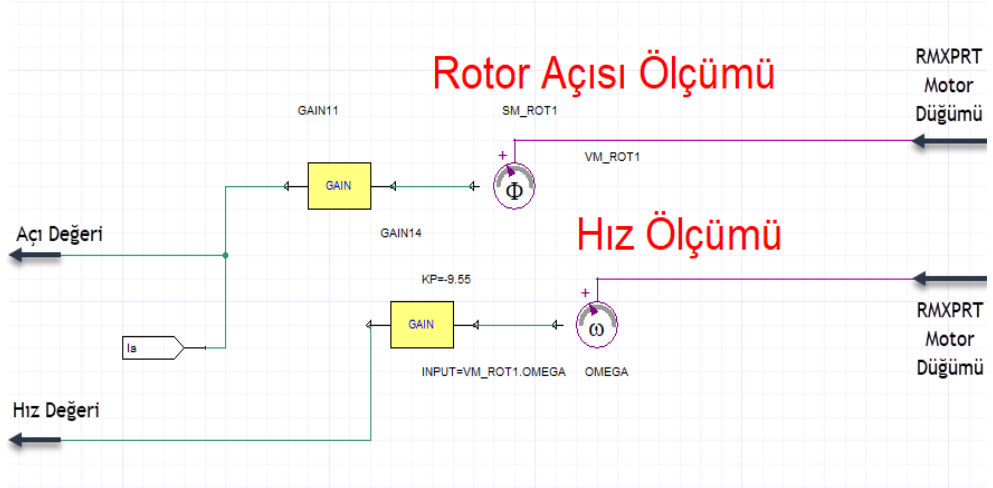


Şekil 5.4: Maxwell'de tasarımı yapılan motorun RMXprt halinin Simplorer'a eklenmiş durumu

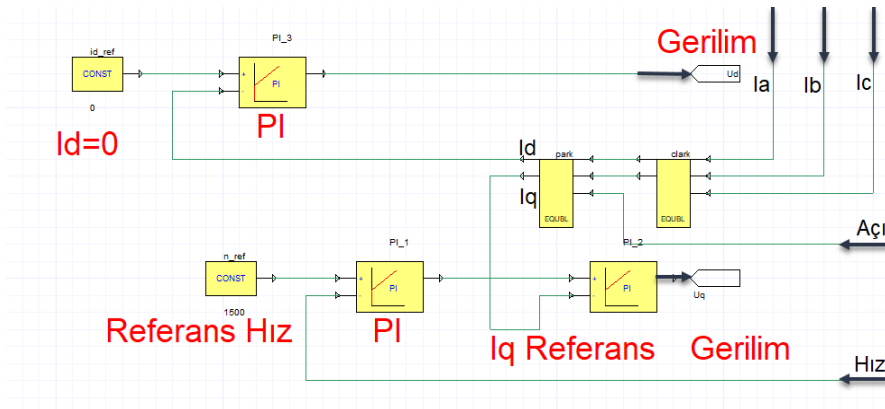
Eviriciden elde edilen 3 faz akım aşağıdaki denklemlere göre Clark ve Park dönüşümlerinden geçirilerek Id ve Iq akımları elde edilir (Şekil 5.5 ve Şekil 5.6).



Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de motordan okunan hız ile referans hız karşılaştırılır. PI kontrolünden geçirilir, bu sonuçta I_q akımı ile tekrar PI bloğuna sokularak U_q akımı elde edilir. Diğer tarafta AYK yönteminin gereği I_d referans 0 olarak girilir, dönüşümlerden elde edilen I_d PI bloğuna sokulduktan sonra U_d elde edilir



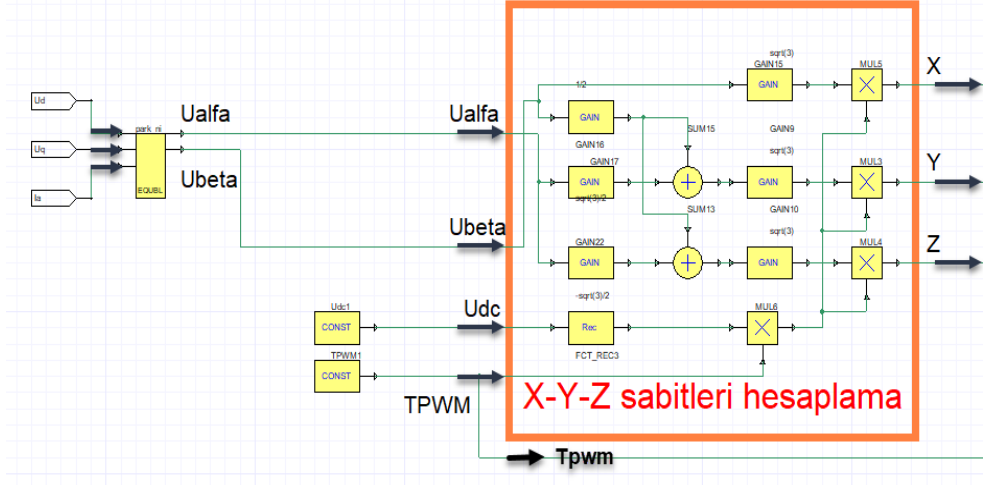
Şekil 5.7: U_d ve U_q gerilimlerinin elde edilmesi



Şekil 5.8: Moment ve hız kontrol blok diyagramları

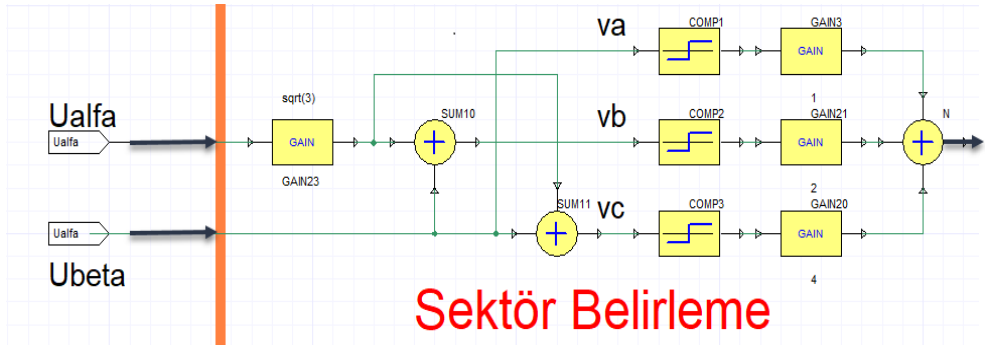
5.2.1 Sektör Belirlenmesi

Elde edilen gerilimler tekrar park dönüşüm bloğuna sokulur, ardından sabit değerlerde girilen T_{pwm} ve U_{dc} değerleri ile denklemde verilen X,Y,Z süreleri hesaplanır (Şekil 5.9).

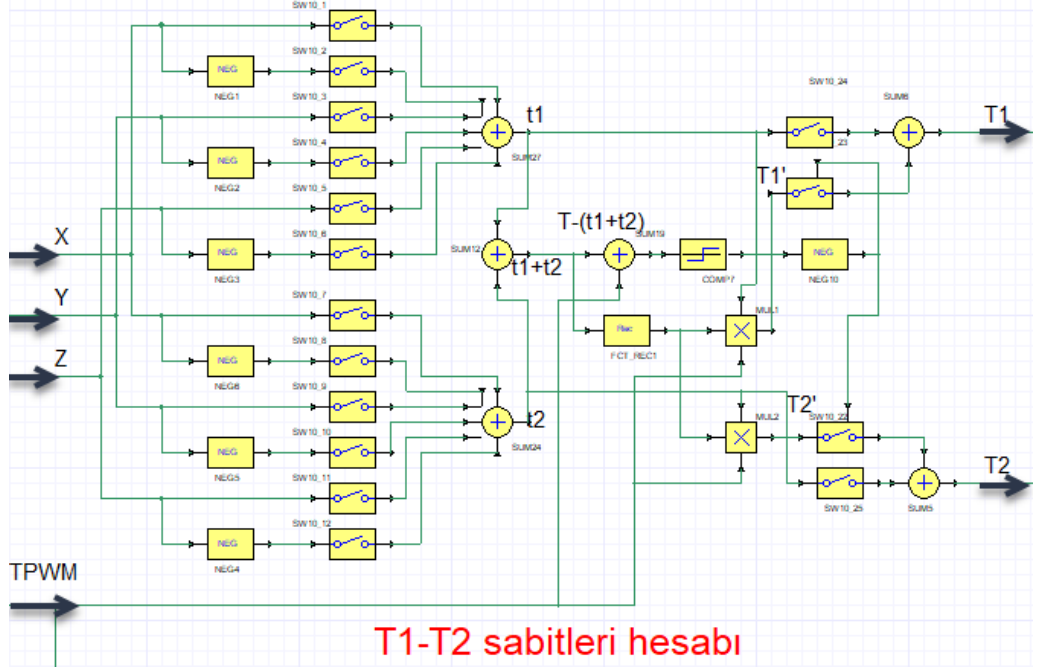


Şekil 5.9: UVDGM bloğunda X,Y ve Z sürelerinin hesaplanması

Evirici blok devresinden gelen U_α ve U_β gerilimleri ile Denklem 4.50, Denklem 4.51, Denklem 4.52 ve Denklem 4.53'teki hesaplamalara göre sektör seçilir (Şekil 5.10).

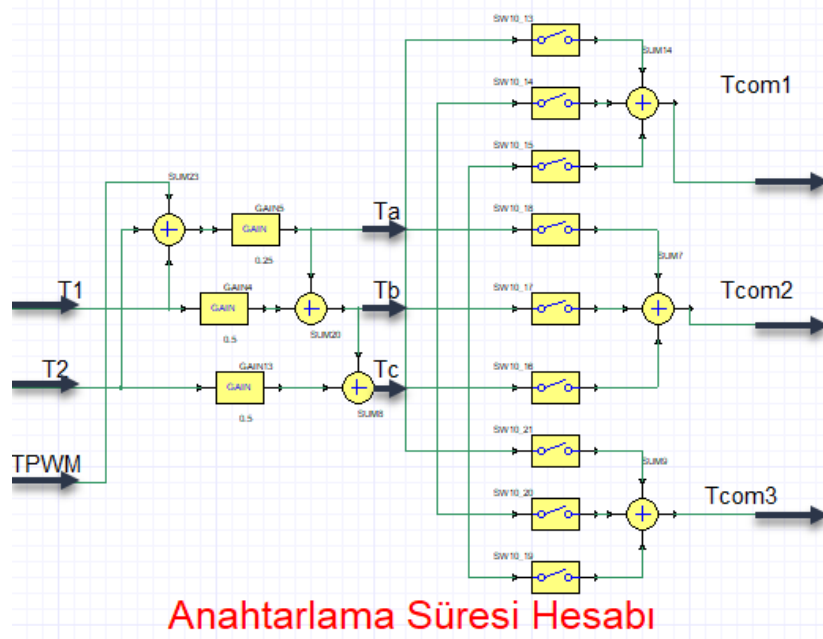


Şekil 5.10: Sektör sürelerinin hesaplanması

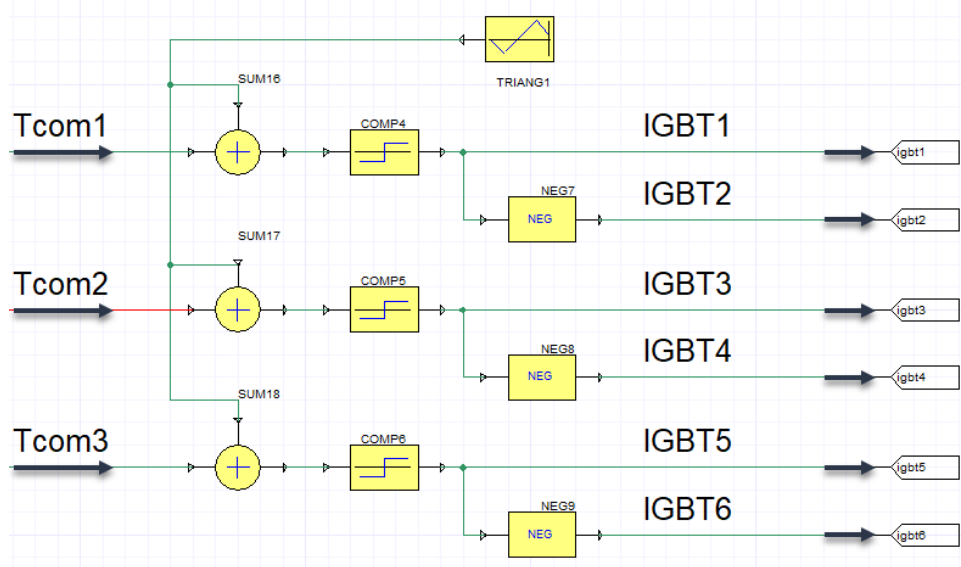


Şekil 5.11: UVDGM bloğunda T_1 ve T_2 sürelerinin hesaplanması

Şekil 5.11’de Denklem 4.54, Denklem 4.55 ve Denklem 4.56’daki T_1 ve T_2 hesapları blok diyagramı şeklinde gösterilmiştir. Şekil 5.12’de Denklem 4.57, Denklem 4.58 ve Denklem 4.59’a göre karşılaştırmalı süreleri hesaplarının blok diyagram halinde gösterimi yapılmıştır.



Şekil 5.12: UVDGM bloğunda anahtarlama sürelerinin hesaplanması

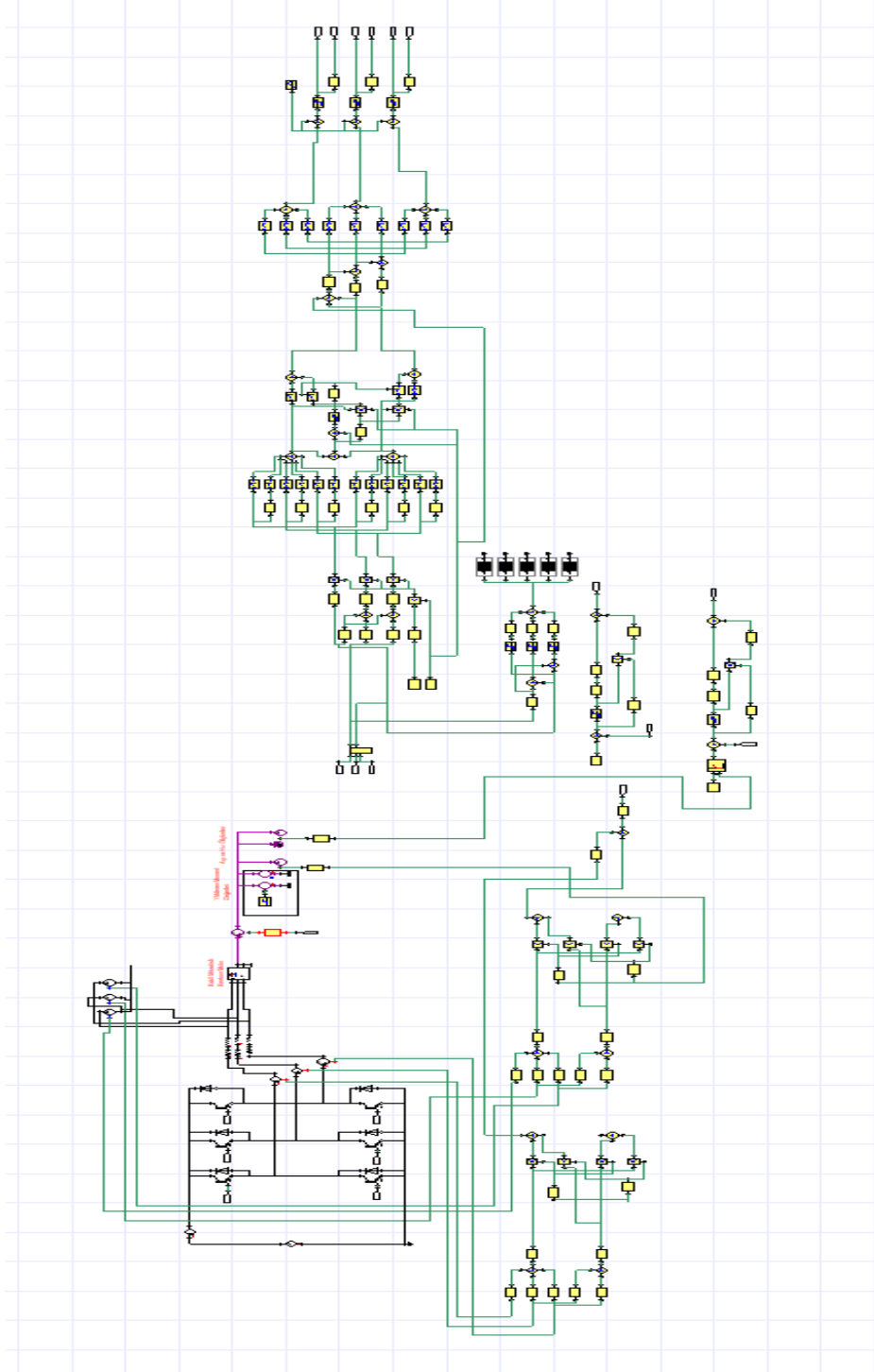


Şekil 5.13: Eviricide tetikleme darbelerinin oluşturulması

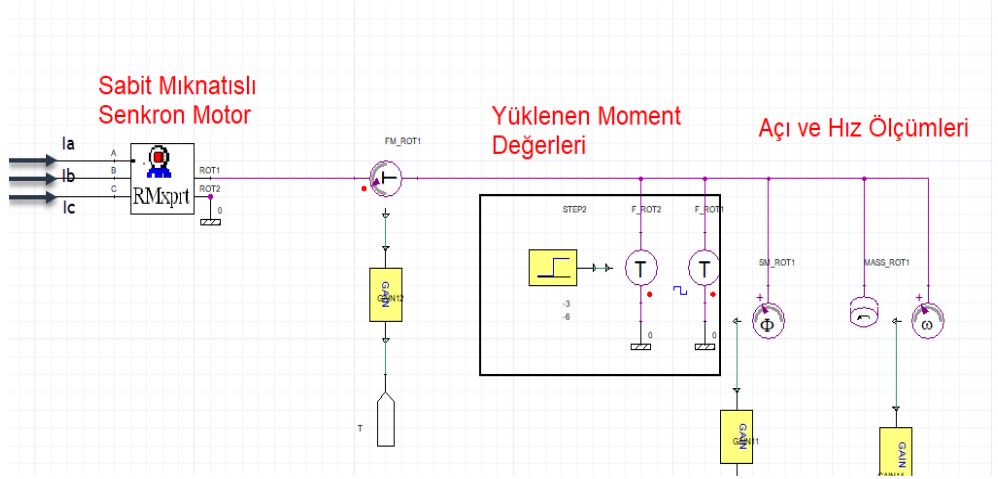
Şekil 5.13'te son olarak burada üretilen tetiklemelerin eviricideki IGBT tetiklemelerinde kullanımı gösterilmiştir.

5.3 SMSM'nin DMK ile Benzetimi

Doğru Moment Kontrol yönteminde Simplorer'da evirici, akım dönüşümleri, gerilimden akının hesabı, akı ve moment hata bloklarının PI bloklarından geçirilip gerilimlerin elde edilmesi ve bu gerilimlere göre anahtarlama sırasının oluşturulması esasına dayanmaktadır. Burada kullanılan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor ANSYS Maxwell programında tasarlanan motorun Simplorer'a eklenmiş halidir (Şekil 5.14). Hesaplanan U_d gerilimden akı hesabı yapılır, hesaplanan akı referans akı ile karşılaştırılıp hata payı PI kontrolden geçirilerek yeni U_d gerilimi elde edilir. Referans hız ile gerçek hız karşılaştırılır PI kontrolörle moment elde edilir, bu moment referans moment ile karşılaştırılır tekrar PI kontrolörden geçince U_q gerilimi elde edilir. UVDGM bloğuna sokulan iki gerilim sonucu ortaya çıkan anahtarlama darbeleri IGBT'lere uygulanarak motor sürülür.

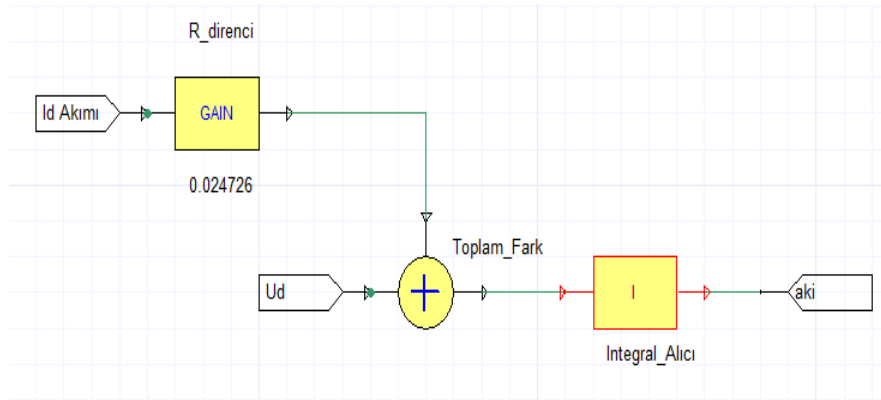


Şekil 5.14: ANSYS Simplorer'de DMK yönteminin genel görünümü



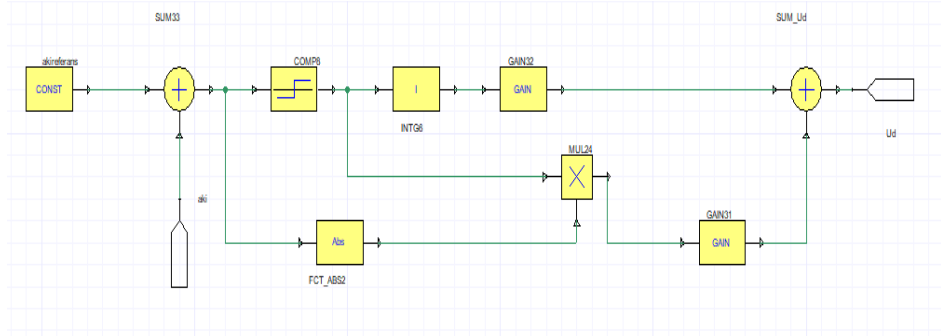
Şekil 5.15: SMSM'nin DMK yönteminde Simplerer'a eklenmiş hali

Şekil 5.15'de Rmxprt'den bağlantısı yapılan gerçek SMSM'in moment ve atalet momenti değerleri yüklenmiş vaziyette görüntüsü gösterilmektedir.



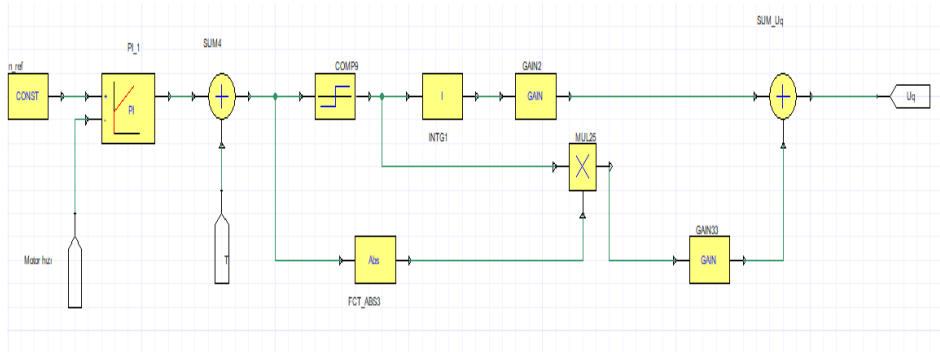
Şekil 5.16: DMK'de U_d geriliminden akı hesabı

Şekil 5.16'da Denklem 4.16'ya göre gerilimden akı hesabını gösteren blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 5.17: Akı farkının PI kontrolden geçirilip U_d gerilimi hesabı

Şekil 5.17’de hesaplanan akı değeri ile referans akı arasındaki farkın PI kontrolörden geçirilerek U_d gerilimi hesabı, Şekil 5.18’de de hesaplanan moment değeri ile referans moment değerinin karşılaştırılıp PI kontrolör hesabı ile U_q gerilimi hesabı gösterilmiştir.



Şekil 5.18: Moment farkının PI kontrolden geçirilip U_q gerilimi hesabı

U_d ve U_q gerilimleri UVDGM bloğunda kullanılarak UVDGM bloklarında AYK’de gösterilen aynı hesap ve aşamalardan geçerek bulunan anahtarlama tetikleri eviricide kullanılarak motorun sürülmesine yardımcı olur. Aynı aşamalar DMK yönteminde gösterilmeye gerek duyulmamıştır.

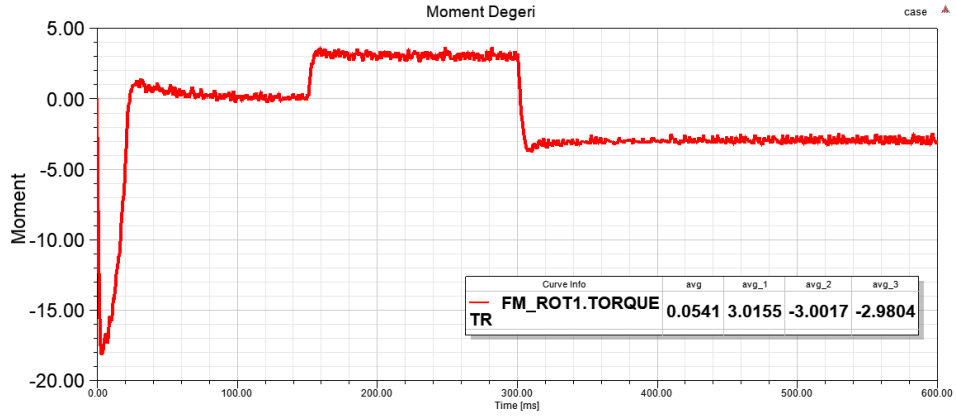
5.3.1 SMSM'nin Alan Yönlendirmeli ve Doğrudan Moment Kontrolün Benzetim Sonuçları

Simplorer programında kontrolü yapılan motorda yük değerleri için öncelikle motor **yüksüz** durumda başlatılmış, **150. ms'de 3 Nm** yük değeri oluşturulmuş son olarak da **300. ms'de -3 Nm** yük ile süreç tamamlanmıştır. Simülasyon zaman değeri **600 ms** olarak ayarlanmıştır. Verilen zaman değerlerinde motorun iki kontrol yöntemi ile sadece UVDGM yöntemi ile sürüldüğü takdirde tepkileri grafiklerde gösterilmiştir. 3 durumun hepsi **moment** ve **hız** grafiklerinde farkın daha iyi anlaşılabilmesi için aynı grafikte gösterilmiştir. **Siyah** renkli grafik **DMK**, **kırmızı** renkli grafik **AYK** ve **mavi** renkli grafik ise **kontrol yöntemsiz** motorun sürülmesini temsil eder.

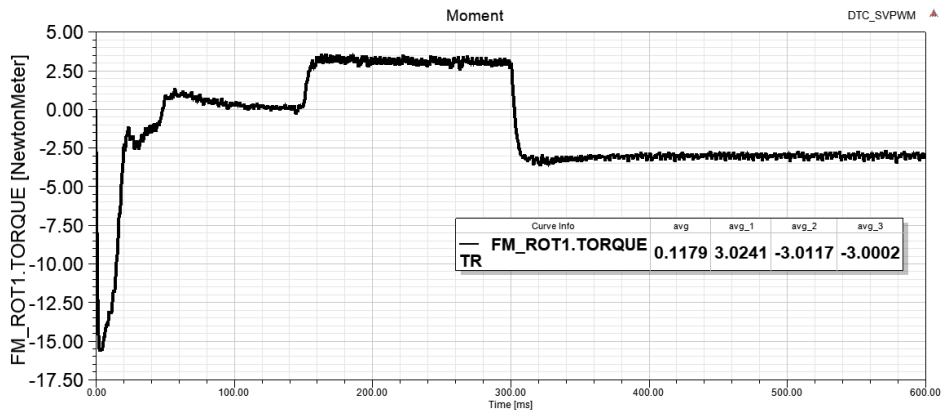


Şekil 5.19: a) AYK-DMK ve UVDGM yöntemi ile sürülen SMSM'nin moment-zaman grafikleri b) Yakınlaştırılmış moment-zaman grafiği

Şekil 5.19’da SMSM’nin iki kontrol yöntemi ve kontrolsüz sürüş yönteminde moment cevapları gösterilmiştir. Şekil 5.19.b’de yakınlaştırılmış grafikte DMK yönteminde bahsedildiği moment dalgalanmaları daha az olduğu ve daha hızlı, dinamik ve düzgün bir moment cevabı oluşturduğu görülmüştür.

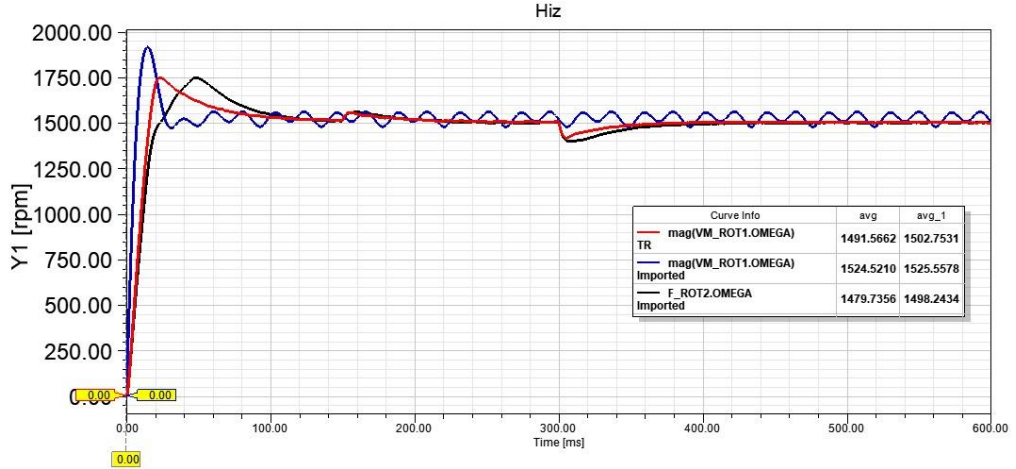


Şekil 5.20: Alan Yönlendirmeli Kontrolle ait moment grafiği



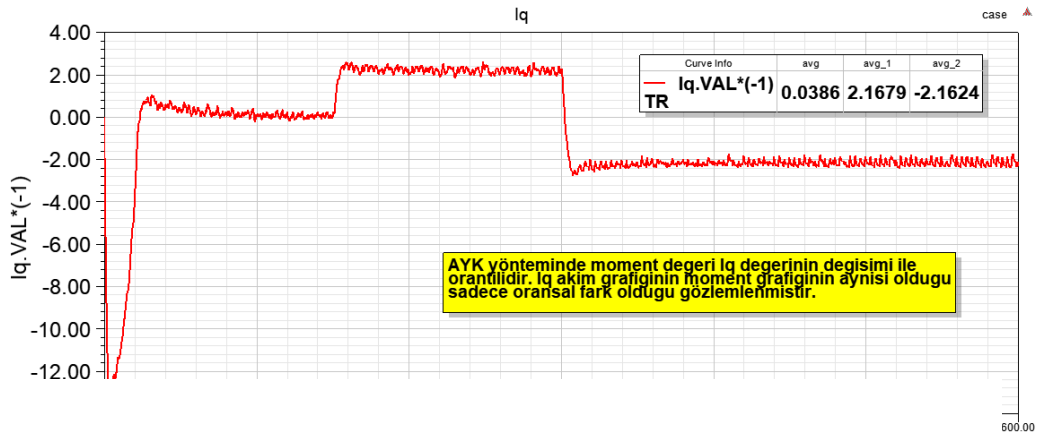
Şekil 5.21: Doğrudan moment kontrole ait moment grafiği

AYK ve DMK yöntemlerine ait moment grafikleri ayrı ayrı Şekil 5.20 ve Şekil 5.21’de gösterilmiştir. Grafikler birbirine benzer olsa da DMK yönteminin daha pürüzsüz ve daha hızlı moment cevabı sağladığı görülmektedir.



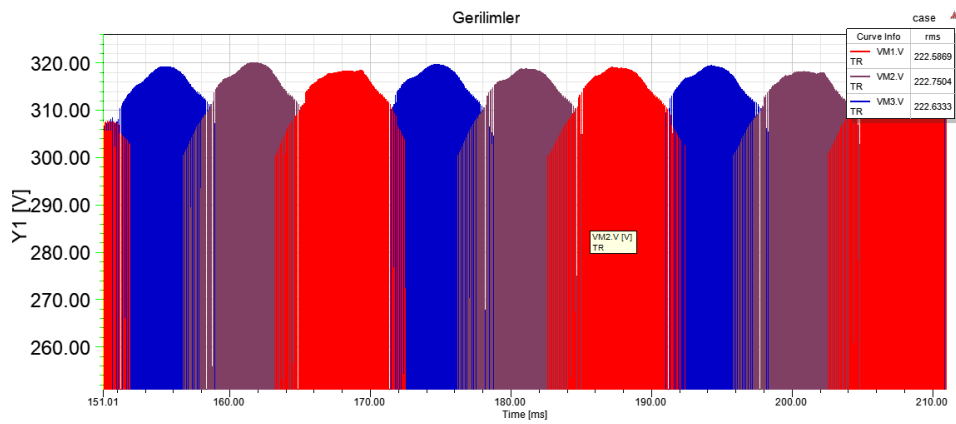
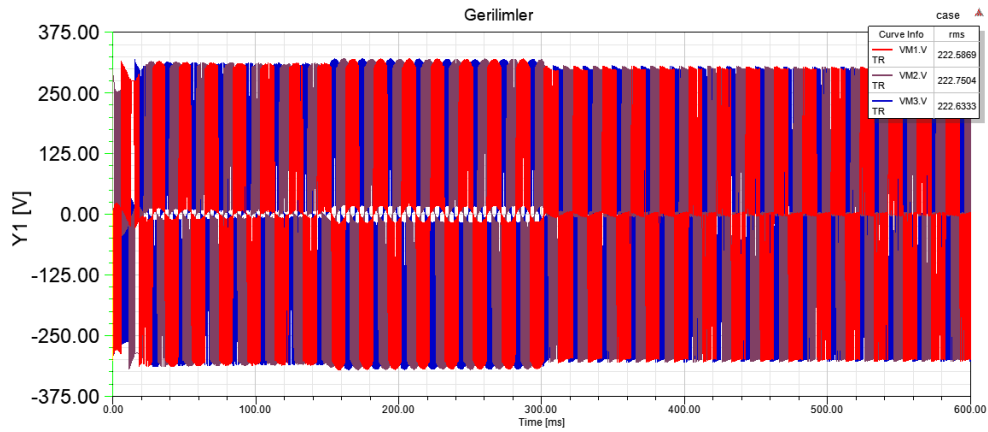
Şekil 5.22: SSM'nin hız-zaman grafikleri

Şekil 5.22'de AYK'de hız grafiğinin DMK'ye göre bozunum ve salınımların daha az, grafiğin daha pürüzsüz olduğu görülmüştür. İki kontrol yönteminde de oturma sürelerinin aynı olduğu ve yük değişimlerine hızlı cevap verdikleri anlaşılmıştır.

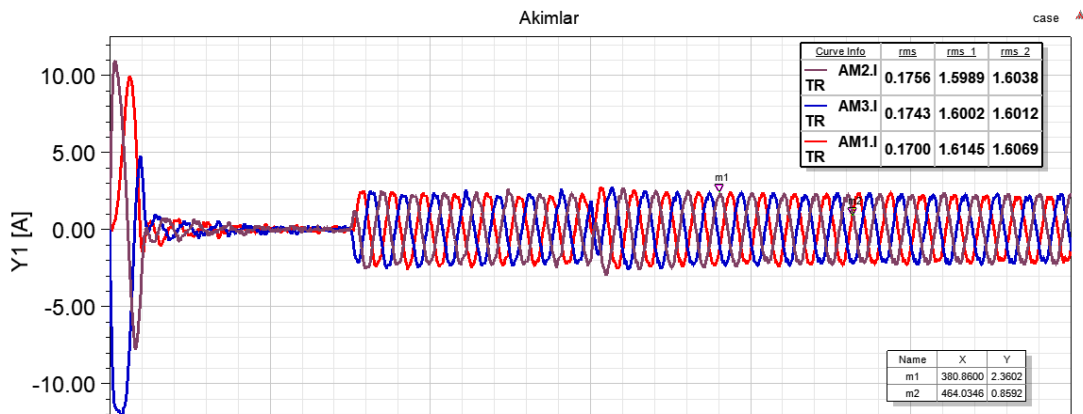


Şekil 5.23: Iq akım grafiği

Şekil 5.23'te AYK yönteminde Iq akımının grafiği gösterilmiştir. AYK yönteminde momentin akım Iq akımı ile orantılıdır ve grafikten de anlaşıldığı üzere momentin değişim grafiğine benzer bir grafik ortaya çıkmıştır.

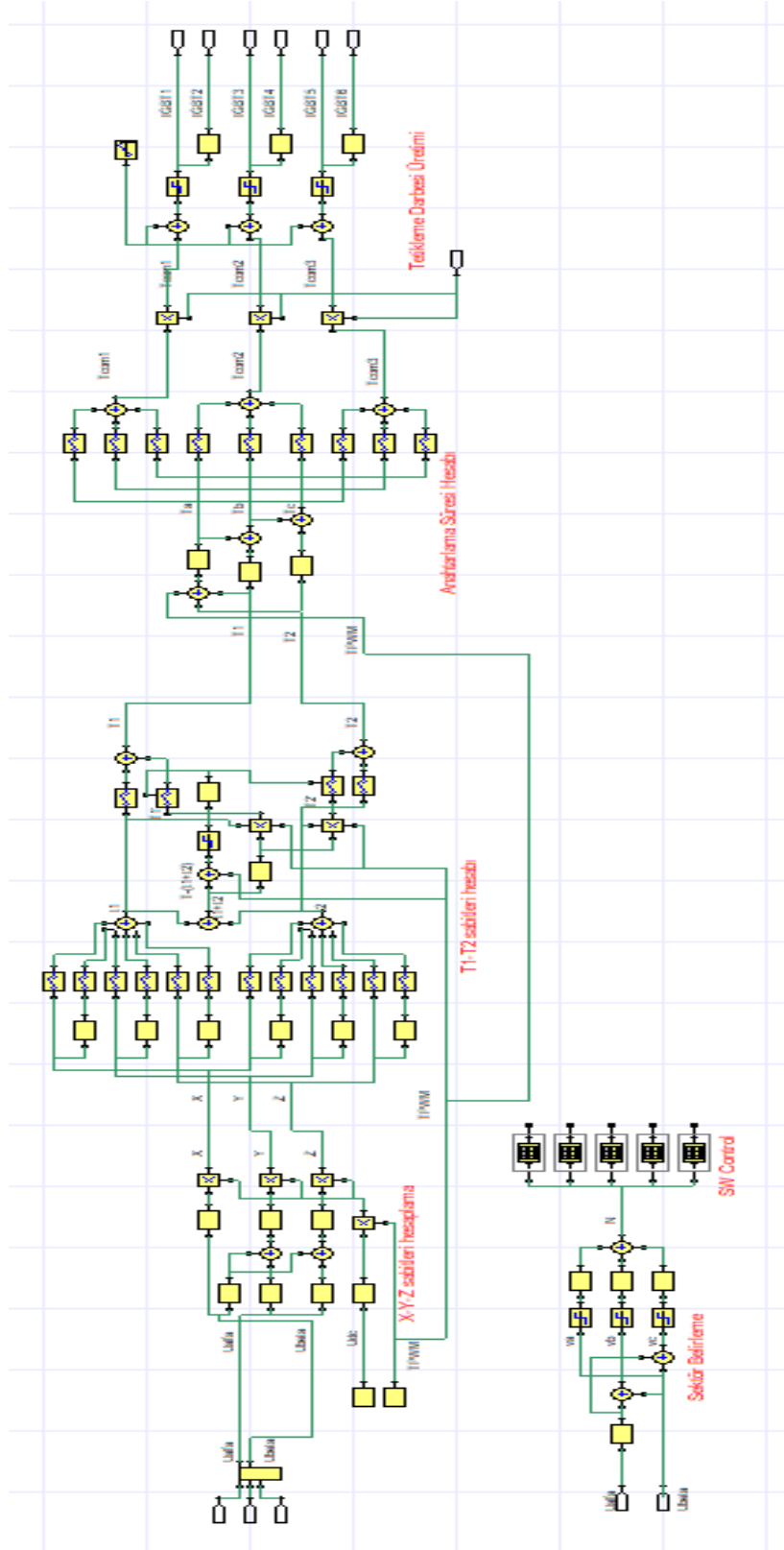


Şekil 5.24: a) SMSM AYK ve DMK için gerilim-zaman grafikleri b) DGM darbe gerilimleri sonucu sinüs şeklinde oluşan gerilim grafikleri



Şekil 5.25: SMSM AYK ve DMK için akım grafikleri

Şekil 5.25’de yük değişimlerine göre 3 faz stator akımları gösterilmiştir. Yüksüz durumda çekilen akım değeri 0 mertebesinde iken, +3 Nm ve -3 Nm değerlerinde akım değeri 1.6 A olan nominal seviyeye çıktığı gözlemlenmiştir.



Şekil 5.26: Her iki yöntemde de UVDGM kısmının genel görünümü

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

SMSM'ler son yıllarda yüksek verimlilik ve bakım maliyetlerinin az olması gibi nedenlerle endüstriyel sanayide asenkron motorun yerini almaya başlamıştır. Güç elektroniği ve mikroişlemci alanındaki gelişmeler SMSM'lerin kontrolünü de kolaylaştırmıştır. Skalar kontrolün basit bir sistem olması ve açık çevrim kontrole sahip olmasına rağmen vektörel kontroldeki karmaşık matematiksel hesaplamalar ve anahtarlama süreleri gibi önemli konular güç elektroniği topolojileri sayesinde aşılmıştır.

ANSYS Maxwell programı elektrikli makinelerin analiz, tasarım ve benzetiminde güçlü ve arayüzü basit bir program olup istenen parametrelerdeki bir elektrikli motorun benzetim ve değerler analizini gerçeğe yakın bir şekilde sağlamaktadır. ANSYS kendi çatısı altında Electronic Desktop, Maxwell Circuit Editor, SIwave ve Simplorer gibi alt programlara sahiptir. Simplorer programı MATLAB Simulink programına denk sayılmaktadır. Simplorer programında tasarlanan model standart dil ve formatlara (Modelica, SML, FMI, C/C++, SPICE vb.) aktarılıp motor sürücülerinde kullanılabilir.

ANSYS Maxwell programında tasarlanan bir SMSM'nin Simplorer programına bağlanarak Alan Yönlendirmeli ve Doğrudan Moment Kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kontrol blok diyagramları kurulmuş motor Maxwell 2D arayüzü ile eş zamanlı analiz edilerek motor iki kontrol yönteminde de sürülmüştür.

İki yöntemde de faz dönüşümleri sağlanmıştır, hız ve açı bilgisi kullanılmıştır. AYK yönteminde I_d akımı 0'da tutulmuş, okunan I_d akım bileşeni ile karşılaştırılıp PI kontrolden geçirilip U_d gerilimi, okunan hız değeri ile referans hız değeri karşılaştırılıp PI kontrolden geçirilerek I_q değeri elde edilmiş yine okunan I_q değeri ile karşılaştırılıp tekrar PI kontrolden geçirilerek U_q değeri elde edilmiştir. DMK yönteminde ise yine okunan hız değerinden momente, I_q akımında akı değerini tahmini hesaplanmış, oradan da PI kontrolörler sayesinde U_d ve U_q değerleri elde edilmiş ve buradan UVDGM bloğunda darbe gerilimlerinin oluşturulmasında kullanılmıştır. PI kontrolörler sayesinde histerisiz bant kullanılmamış, bu sayede moment ve akı ayrı ayrı kontrol edilebilme imkanı sunulmuştur. Elde edilen d-q

eksenindeki gerilimler önceki bölümlerde açıklanan denklemlere göre UVDGM kısmında gerekli darbe gerilimlerinin üretilmesinde kullanılmıştır. İki kontrol yöntemi karşılaştırıldığında, DMK yönteminin en büyük avantajlarından biri kontrol yöntemine de ismini vermesinden dolayı doğrudan moment ve akıyı kontrol edebilme imkânı sağlamasıdır. **Moment grafiklerinden görüldüğü gibi hızlı ve dinamik moment cevabı sayesinde istenen yük değerlerine Alan Yönlendirmeli Kontrolde daha hızlı ulaştığı gözlemlenmiş, moment dalgalanmalarının daha az olduğu görülmüştür. Dinamik moment cevabı sayesinde moment kontrolünde DMK'nın daha avantajlı olduğu gözlemlenmiştir.** Yeni DTC-SVM yöntemi ile histerisiz karşılaştırıcılara gerek kalmadan akı ve moment tahmini ile kontrol yöntemi sağlanmıştır. **Motor tasarımı uygulamalarında önemli bir yere sahip olan ANSYS programlarında aynı zamanda istenen geometrik ve materyal özelliklere sahip bir motor tasarlanıp, aynı ekosistemde kontrol ve evirici devresi tasarlanarak motorun sürülmesi sağlanmıştır.** Literatürde ANSYS ile yapılan çalışmalar genelde V/f kontrole dayanan basit evirici devreleri ile SMSM'yi sürmeye yönelik çalışmalardır.

Simülasyon programı ANSYS Simplorer 2015.2 sürümü kullanılmıştır. Programın hazır bloklarında DGM ve Sinüs DGM blokları bulunmasına rağmen UVDGM bloğu bulunmamaktadır. İlerleyen sürümlerde bu blok eklenerek benzetimde büyük bir yer kaplayan SVDGM blokları ve zamanlama süreleri bu tek blok sayesinde azaltılabilir. Ayrıca yapılan çalışma diğer programlama dillerine aktarılıp gerçek bir motor sürücüsüne aktarılarak ANSYS Simplorer arayüzü ile gerçek motor kontrol edilebilir. İlerleyen çalışmalarda bu da ele alınacaktır.

7. KAYNAKLAR

Adnanes, A.K., "Torque analysis of permanent magnet synchronous motors", *Power Electronics Specialists Conference, PESC'91 Record., 22nd Annual IEEE*, (1991).

Aliskan, İ. and Artun S., "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Hız Denetiminde Doğal Frekans ve Bulanık Mantık." *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, 6(2), 423-431,(2016).

Ayçiçek, E., "Vuruntu momenti azaltılmış eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron motor tasarımı.",Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı,İstanbul, (2012).

Bakan, A. F., "Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul,(2002).

Bizot, C., Brottes, J., Lungeanu, M., Poulsen, B., Séra, D., Sørensen, M. B. "Sensorless control for PMSM", *Institute of Energy Technology, Aalborg University*,(2003).

Bolognani, S., Roberto O. and Mauro Z., "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position" ,*IEEE transactions, on Industrial Electronics*,46(1), 184-191, doi: 10.1109/41.744410 ,(1999).

Bose, B.K. , "Power electronics and motor drives-recent technology advances", *Proceedings of the IEEE International Symposium, on Industrial Electronics*,1, doi: 10.1109/TIE.2008.2002726 ,(2002).

Bowers B., *Philips Tech. Rev.*, 35, 77, (1975).

Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., & Tani, A. "FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control", *IEEE transactions on Power Electronics*, 17(5), 779-787, doi: 10.1109/TPEL.2002.802183 ,(2002).

Chikh, Khalid & Saad, A & Khafallah, Mohamed & Yousfi, Driss & Tahiri, F.E. & Hasoun, Muhammed, "A constant switching frequency DTC for PMSM using low switching losses SVM-An experimental result", *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 8. 558-583, doi: 10.11591/ijpeds.v8i2.pp558-583, (2017).

Consoli, A., Giuseppe S. and Antonio T., "Industry application of zero-speed sensorless control techniques for PM synchronous motors" ,*IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(2), 513-521, doi: 10.1109/28.913716 ,(2001).

Depenbrock, M, "Direct self control of inverter-fed induction machines", *IEEE Transactions, on Power Electronics*, 3, 420–429, (1988).

Erdogan, H., and Ozdemir, M., "Neuro-fuzzy approach on core resistance estimation at loss minimization control of permanent magnet synchronous motor" ,*Elektronika ir Elektrotechnika*, 22,3,7-12, (2016).

Farasat M., Trzynadlowski A. M. and Fadali M. S., "Efficiency improved sensorless control scheme for electric vehicle induction motors," in *IET Electrical Systems in Transportation*, (4,4),(122-131), doi: 10.1049/iet-est.2014.0018 ,(2014).

Hoang H., "Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, Phoenix, AZ, USA, 2,1245-1252, (1999).

J. X. Shen, Z. Q. Zhu and D. Howe, "Improved speed estimation in sensorless PM brushless drives," *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, Cambridge, MA, USA,960-966, doi: 10.1109/IEMDC.2001.939438, (2001).

Jansen, P. L., and Robert D. L., "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(1), 101-110,(1994).

Kenel, R., Rodriguez, J., Espinoza, J., & Trincado, M., "High performance speed control methods for electrical machines: An assessment", In *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference*, (1793-1799), doi: 10.1109/ICIT.2010.5472503 ,(2010).

Kim, H. W., Youn, M. J., & Cho, K. Y. "New voltage distortion observer of PWM VSI for PMSM.", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(4), 1188-1192, doi: 10.1109/TIE.2005.851601, (2005).

Kim, J.S. and Seung S., "New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors." ,*IEEE Transactions on Power Electronics*,12(5), 904-911, doi: 10.1109/63.623009 ,(1997).

Koang-Kyun L., Myoung-Ho S. and Dong-Seok H., "Direct Torque Control of induction motor with reduction of torque ripple" *26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2000, IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*. Nagoya, Japan, 1087-1092 , doi: 10.1109/IECON.2000.972274 ,(2000).

Korkmaz F., Topaloğlu İ., Çakir M. F. and R. Gürbüz, "Comparative performance evaluation of FOC and DTC controlled PMSM drives" *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Istanbul,705-708, doi: 10.1109/PowerEng.2013.6635696,(2013).

Kronberg, A. ,"Design and simulation of field oriented control and direct torque control for a permanent magnet synchronous motor with positive saliency", Uppsala Universitet, Sweden, (2012).

Li, S., & Liu, Z., "Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(8), 3050-3059, doi: 10.1109/TIE.2009.2024655 (2009).

Li Y., Yu Q., Zhang D., Guan J., Cai H. , "Study on the use of zero voltage vectors in the PMSM DTC Systems", Proc. Of 30th Chinese control conf., pp. 3559-3564, (2011).

Menlibar, O., "Asenkron motorda moment dalgalanmalarının ve gürültünün azaltılması", Doktora Tezi, (2009).

Merzoug, M. S., and F. Naceri., "Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM)", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 45, 299-304,(2008).

Mesloub, H., Boumaaraf, R., Benchouia, M. T., Goléa, A., Goléa, N., & Srairi, K "Comparative study of conventional DTC and DTC_SVM based control of PMSM motor—Simulation and experimental results." *Mathematics and Computers in Simulation*, (2018).

Miller, T. J. E., *Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford: Oxford Science Publications,34-36,(1989).

Moon, H. T., Kim, H. S., & Youn, M. J., "A discrete-time predictive current control for PMSM", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1), 464-472, doi: 10.1109/TPEL.2002.807131,(2003).

Morimoto S., Kawamoto K., Sanada M. and Takeda Y., "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(4), 1054-1061, doi: 10.1109/TIA.2002.800777, (2002).

Ocen, D., "Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor" , Master Degree Thesis, KTH Royal Institute of Technology,Stockholm, (2005).

Özgenel, M. C., "Kalıcı mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol tekniği ile denetimi",Doktora tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara,(2003).

Pillay P. and Krishnan, R., "Modeling of permanent magnet motor drives", *IEEE Transactions, on Industrial Electronics*, 35, 537-541, doi: 10.1109/41.9176,(1988).

Pillay, P. and Krishnan R., "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives ",*IEEE Transactions on industry applications* ,25,2,265-273,(1989).

Pillay, Pragasen, and Ramu Krishnan. "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives." *IEEE Transactions on industry applications* 27.5 986-996. (1991).

Popescu, M., Miller, T. J. E., McGilp, M. I., Strappazzon, G., Trivillin, N., & Santarossa, R., "Torque behavior of one-Phase Permanent-magnet motor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(1),19-26, doi: 10.1109/TEC.2005.845450,(2006).

Preindl M. and Bolognani S., "Comparison of direct and PWM model predictive control for power electronic and drive systems," *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, doi: 10.1109/APEC.2013.6520651 (2526-2533),(2013).

Rashid, M. H., , T.(Eds.), *Güç Elektroniği Yarıiletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları*, (Çev: S.Sünter ve T. Aydemir), Nobel Yayınları, 323-335,(2015).

Sepe, R. B., and Jeffrey H. L. , "Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors" ,*IEEE Transactions, on Industry Applications*, 28(6), 1345-1352, doi: 10.1109/IAS.1991.178198, (1992).

Singh, B., Bhuvaneswari, G., & Madishetti, S., "Power quality improvement in DTC based induction motor drive using Minnesota rectifier, in *Power and Energy Systems (ICPS)*", *2011 International Conference on*, 1-6, (2011).

Takahashi, I. and Noguchi, T., "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions, on Industry Applications*,22,820-827,(1986).

Tang, L. and M. F. Rahman, "A new direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction motors drive by using space vector modulation", *Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, 3, (2001).

Tang, L., Zhong, L., Rahman, M. F., & Hu, Y., “A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux-a speed-sensorless approach”, *IEEE Transactions on industry applications*, 39(6), 1748-1756, doi: 10.1109/TIA.2003.818981 ,(2003).

Vas, Peter. *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press,88, (1998).

Yaman, K.” Sürekli Mıknatıslı Senkron motorun tasarımı ve analizi”, Doktora tezi, Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli,(1999)

Ye X., Zhang T., "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulation", Proc. IEEE Chinese Control and Decision Conference pp. 1450-1453, (2010)

Zhao, L., Ham, C. H., Wu, T. X., Zheng, L., Sundaram, K. B., Kapat, J., & Chow, L. A.,”DSP-based super high-speed PMSM controller development and optimization. In *Digital Signal Processing Workshop, 2004 and the 3rd IEEE Signal Processing Education Workshop. 2004 IEEE 11th.*,187-190, (2004).

Zhong, L., Rahman, M. F., Hu W. Y., and Lim, K. W., “Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives”, *IEEE Trans. Power Electron.*,12, 528–536, doi: 10.1109/63.575680 ,(1997).

8. EKLER

EK A Ansys Maxwell Rmxprt SMSM Parametreleri

Motor Çıkış Gücü (kW)	0.55
Anma Gerilimi (V)	220
Kutup Sayısı	4
Frekans (Hz)	60
Sürtünme Kaybı (W)	10
Vantilasyon Kaybı (W)	5
Rotor Konumu	Yüzey Mıknatıslı
Devre Tipi	Yıldız
İşletme Sıcaklığı (C)	75
Stator Slot Sayısı	24
Stator Dış Çapı (mm)	120
Stator İç Çapı (mm)	75
Üst Diş Genişliği (mm)	4.62351
Orta Diş Genişliği (mm)	4.78125
Stator Çekirdeği Uzunluğu (mm)	65
Sıkıştırma Faktörü	0.95
Çelik Tipi	M19_24G
Her bir slottaki iletken sayısı	62
Tel Çapı (mm)	0.92
Tel Sarma Kalınlığı (mm)	0.05
Yarık Alanı (mm ²)	82.1023
Tel Direnç (ohm.mm ² /m)	0.0217
Minimum Hava Boşluğu (mm)	0.5
İç Çap (mm)	26
Rotor Uzunluğu (mm)	65
Demir Çekirdek Sıkılaştırma Faktörü	0.95
Mıknatıs Tipi	M19_24G
Kutupsal Yay Çapı (mm)	30

Mıknatısın Max. Kalınlığı (mm)	3
Mıknatıs Genişliği (mm)	44.6106
Mıknatıs Tipi	NdFe30
Kalıcı Mıknatıs Yoğunluğu (Tesla)	1.1
Zorlayıcı Kuvvet (kA/m)	838
Maksimum Enerji Yoğunluğu (kJ/m ³)	230.45
Armatür Tel Yoğunluğu (kg/m ³)	8900
Kalıcı Mıknatıs Yoğunluğu (kg/m ³)	7550
Armatür Çelik Yoğunluğu (kg/m ³)	7650
Rotor Çelik Yoğunluğu (kg/m ³)	7650
Armatür Bakır Ağırlığı (kg)	1.27744
Kalıcı Mıknatıs Ağırlığı (kg)	0.213074
Armatür Çelik Ağırlığı (kg)	2.32481
Rotor Çelik Ağırlığı (kg)	1.46476
Toplam Net Ağırlık (kg)	5.28008
Armatür Çelik Tüketimi (kg)	5.27648
Rotor Çelik Tüketimi (kg)	1.87027
Stator Sargı Faktörü	0.933013
D Ekseni Endüktansı L1+Lad (H)	0.024726
Q Ekseni Endüktansı L1+Laq (H)	0.024726
Kaçak Akım Endüktansı L1(H)	0.00392393
Zero-Sequence Endüktansı L0 (H)	0.00275821
Armatür Direnci R1 (H)	2.3494
Armatür Direnci 20°C (ohm)	1.93257
Yüksüz Hat Akımı (A)	0.404558
Yüksüz Giriş Gücü (W)	28.0269
Cogging Momenti (N.m)	0.174822
Maksimum Hat Gerilimi (V)	306.235
RMS Değeri (A)	1.53443
Armatür Sıcaklık Yüğü (A ² /mm ³)	22.3676
Armatür Yoğunluğu (A/mm ²)	2.30824
Sürtünme ve Vantilasyon (W)	15

Bakır Kaybı (W)	11.6949
Armatür Çelik Kaybı (W)	16.5947
Toplam Kaybı (W)	43.2896
Çıkış Gücü (W)	549.932
Giriş Gücü (W)	593.222
Verimlilik (%)	92.7026
Senkron Hız(rpm)	1500
Moment Değeri	2.91748
Maksimum Çıkış Gücü (W)	3572
Rotor Sıkıştırma Faktörü	0.95
Br (Tesla)	1.1
Hc (kA/m)	838
Rotor Atalet Momenti (kg m ²)	0.0014925

9. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Hüseyin KOCABIYIK

Doğum Yeri ve Tarihi : Denizli-1991

Lisans Üniversite :Kocaeli Üniversitesi-Elektrik Mühendisliği

Elektronik posta :hukocabiyik@gmail.com

İletişim Adresi :Kınıklı Mah. 6105 Sok. No:5
Pamukkale/DENİZLİ