T.C.
KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DENGESİZ YÜKLÜ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA HIZ DALGALANMALARI VE TİTREŞİMLERİN AZALTILMASI

Oya FİDAN

Danışman	**Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN**
Jüri Üyesi	**Doç. Dr. Hüseyin DEMİREL**
Jüri Üyesi	**Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCEVİZ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
MALZEME BİLİMİ VE MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

KASTAMONU – 2019

TEZ ONAYI

Oya FİDAN tarafından hazırlanan "**Dengesiz Yüklü Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Hız Dalgalanmaları ve Titreşimlerin Azaltılması**" adlı tez çalışması aşağıdaki jüri üyeleri önünde savunulmuş ve **oy birliği / oy çokluğu** ile Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Malzeme Bilimi ve Mühendisliği Ana Bilim Dalı**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

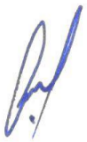
Danışman	Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN Kastamonu Üniversitesi	.....
Jüri Üyesi	Doç. Dr. Hüseyin DEMİREL Karabük Üniversitesi	.....
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCEVİZ Kastamonu Üniversitesi	.....

02/10/2019

Enstitü Müdürü	Doç. Dr. Nur BELKAYALI	.....

TAAHHÜTNAME

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildirir ve taahhüt ederim.



Oya FİDAN

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DENGESİZ YÜKLÜ SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA HIZ DALGALANMALARI VE TİTREŞİMLERİN AZALTILMASI

Oya FİDAN
Kastamonu Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Malzeme Bilimi ve Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN

Teknolojinin gelişmesiyle birlikte elektrik enerjisine olan ihtiyaç artmıştır. Elektrik enerjisi tüketiminde büyük paya sahip olan elektrik motorlarının da bu nedenle yüksek verimli olması istenir. Yüksek moment, yüksek güç yoğunluğu, yüksek ivmelenme, küçük hacim, düşük gürültü ve verim gibi avantajlarından dolayı Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlara (SMSM) olan ilgi hızla artmaktadır. SMSM'nin en önemli dezavantajlarından biri olan yüksek fiyatının, mıknatıs ve yarıiletken teknolojilerinin gelişmesi ve bu motorların kullanımının yaygınlaşması ile düşeceği düşünülmektedir.

Elektrik motorlarının çalışması esnasında ortaya çıkan olumsuzluklardan biri de eksenel kaçıklık, ya da dengesiz yüklerden kaynaklanan hız dalgalanmaları ve titreşimlerdir. Özellikle yüksek hızlarda bu durum motorlarda kalıcı hasarlara neden olmaktadır. Farklı nedenlerle oluşan bu dalgalanmaların tespiti ve giderilmesi güvenilir bir çalışma için oldukça önemlidir.

Bu çalışmada dengesiz yüklü SMSM'de dengesiz yük durumları analiz edilmiş, motorun dengesiz yüklenmesi durumunda oluşan hız dalgalanmaları önerilen Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyonu yöntemiyle azaltılmaya çalışılmıştır. SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrolü benzetimi yapılmış, önerilen yöntemin geçerliliği farklı yük ve hız durumları için yapılan benzetim çalışmalarıyla ortaya konmuş, başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: SMSM, hız dalgalanmaları, dengesiz yük, harmonik

2019, 77 sayfa
Bilim Kodu: 91

ABSTRACT

MSc. Thesis

SPEED RIPPLE AND VIBRATION REDUCTION IN UNBALANCED LOADED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Oya FİDAN
Kastamonu University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Material Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Faruk ERKEN

Abstract: With the development of technology, the need for electrical energy has increased. Electric motors, which have a large share in electrical energy consumption, are therefore required to be highly efficient. Due to its advantages such as high torque, high power density, high acceleration, small volume, low noise and efficiency, the interest in Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) is increasing rapidly. One of the most important disadvantages of PMSM is its high price, which is expected to decrease with the development of magnet and semiconductor technologies and the widespread use of these motors.

One of the problems encountered during the operation of electric motors is the speed ripple and vibrations caused by eccentricity or unbalanced loads. This causes permanent damage to the motors, especially at high speeds. Detection and elimination of these ripple caused by different reasons is very important for a reliable study.

In this study, unbalanced load conditions are analyzed in unbalanced loaded PMSM and speed fluctuations that occur in case of unbalanced load are tried to be reduced by the proposed Adaptive Harmonic Injection method. Field Oriented Control of PMSM has been simulated and the validity of the proposed method has been demonstrated by simulation studies for different load and speed conditions and successful results have been obtained.

Key Words: PMSM, speed ripple, unbalanced load, harmonics

2019 year, 77 pages
Science Code: 91

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamda bilgisiyle ve tecrübeleriyle beni yönlendiren ve her türlü desteğini esirgemeyen çok değerli danışanım Sn. Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Tez sunum jürisinde bulunarak çalışmalarımın tamamlanmasında katkısı olan değerli hocalarım Sn. Doç. Dr. Hüseyin DEMİREL'e ve Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCEVİZ'e, tezin hazırlanması sırasında beni destekleyen değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Erdal ŞEHİRLİ'ye, değerli arkadaşım Arş. Görevlisi Makbule Hilal MÜTEVELLİ'YE ve değerli mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bu aşamaya gelmemde en büyük katkısı olan rahmetli büyükbabam Ekrem KOCAOĞLU'na, her daim maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan annem Ayşe KOCAOĞLU'na, babam Ali KOCAOĞLU'na, babaanneme, kardeşlerime, sevgili eşim Oğuzhan FİDAN'a ve hayatıma renk katan canım oğlum Mesut FİDAN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Oğluma…

Oya FİDAN
Kastamonu, Ekim, 2019

İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEZ ONAYI ii
TAAHHÜTNAME iii
ÖZET iv
ABSTRACT v
TEŞEKKÜR vi
İÇİNDEKİLER vii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ ix
ŞEKİLLER DİZİNİ xi
TABLOLAR DİZİNİ xiii
1. GİRİŞ 1
1.1. Genel Bilgiler 1
1.2. Tezin Amacı 2
1.3. Tezin İçeriği 3
1.4. Literatür Araştırması 4
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR 9
2.1. Giriş 9
2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı 9
2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması 10
2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Çalışma Prensibi 12
2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Avantajları ve Dezavantajları 13
2.6. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli 14
2.6.1. Uzay Vektör Tanımı 14
2.6.2. Referans Düzlem Dönüşümleri 16
2.6.2.1. *Clarke Dönüşümü (a, b, c) → (α, β)* 21
2.6.2.2. *Ters Clarke Dönüşümü (α, β) → (a, b, c)* 22
2.6.2.3. *Park Dönüşümü (α, β) → (d, q)* 22
2.6.2.4. *Ters Park Dönüşümü (d, q) → (α, β)* 24
3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ 25
3.1. Giriş 25
3.2. Gerilim/Frekans Kontrolü (v/f) 25
3.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) 26
3.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) 28
4. EVİRİCİLER 31
4.1. Giriş 31

4.2. Akım Beslemeli Eviriciler 31
4.3. Gerilim Beslemeli Eviriciler 32
4.3.1. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) 33
4.3.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) 35
5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DENGESİZ YÜKLER 40
5.1. Giriş 40
5.2. Eksen Kaçıklığından Kaynaklanan Dengesiz Yükler 40
5.2.1. Statik Eksen Kaçıklığı 41
5.2.2. Dinamik Eksen Kaçıklığı 43
5.2.3. Karma Eksen Kaçıklığı 44
5.3. Yük Dengesizliğinden Kaynaklanan Dengesiz Yükler 45
5.3.1. Dengesiz Yükte SMSM'de Sabit Hızda Stator Akımları 46
6. UYARLAMALI HARMONİK ENJEKSİYON ALGORİTMASI 49
6.1. Dengesiz Yüklü SMSM'nin Moment Analizi 49
6.2. Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyon Algoritması 50
6.2.1. Ağırlık Güncelleme Algoritması 50
6.2.2. GeometrikYorumlama 52
7. BENZETİM SONUÇLARI 54
7.1. SMSM'nin AYK Benzetim Sonuçları 54
7.2. Dengesiz Yüklü SMSM'ye Ait Benzetim Sonuçları 59
8. SONUÇLAR Ve ÖNERİLER 71
8.1. Sonuçlar 71
KAYNAKLAR 73
ÖZGEÇMİŞ 77

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

a ve a^2	uzay operatörleri
k	dönüşüm sabiti
i_a, i_b, i_c	abc referans düzleminde akımlar
$i_{sa}, i_{s\beta}$	αβ referans düzleminde akımlar
i_{sd}, i_{sq}	dq referans düzleminde akımlar
$\overline{i_s}$	stator akımı uzay vektörü
$\overline{V_S}$	stator gerilimi uzay vektörü
V_a, V_b, V_c	abc referans düzleminde gerilimler
V_{ref}	referans gerilimi
φ_d , φ_q	dq referans düzleminde akılar
$\varphi_{sa}, \varphi_{s\beta}$	αβ referans düzleminde manyetik akılar
φ_M	rotordaki manyetik akı
ω_r	mekanik açısal hız
ω_e	elektriksel açısal hız
R_s	stator direnci
L_s	stator endüktansı
γ	*güç açısı*
δ	yük açısı
p	motorun çift kutup sayısı
θ_r	rotor pozisyonu
θ_{rm}	mekanik rotor pozisyonu
T_L	yük momenti
b	sürtünme katsayısı
J	eylemsizlik momenti
f	referans düzlem dönüşüm bileşeni
i_{sdref}, i_{sqref}	dq eksen akımı referanslaarı
g	yerçekimi ivmesi
T_e	elektromanyetik moment
$b\dot{\theta_{rm}}$	viskoz sönümleme sabiti
m_u	dengesiz yükün kütlesi
f	frekans
h	harmonik mertebesi
X_m	enjekte edilen harmonik genliği
ϕ	faz açısı
$w(x,n)$	ağırlık vektörü
N	denklem grubu
ρ	adım genişliği
t	zaman

Kısaltmalar

SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
NdfeB	Neodymium-Demir-Boron
AYK	Alan Yönlendirmeli Kontrol
v/f	Gerilim/Frekans kontrol
DMK	Doğrudan Moment Kontrolü
FDAM	Fırçasız Doğru Akım Motoru
FFT	Hızlı Fourier dönüşümü
SEK	Statik Eksen Kaçıklığı
DEK	Dinamik Eksen Kaçıklığı
MEK	Mekanik Eksen Kaçıklığı
YSA	Yapay Sinir Ağı
SMM	Sabit Mıknatıslı Motor
YSMSM	Yüzey Mıknatıslı Motor
İSMSM	İçten Mıknatıslı Motor
AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım
PI	Oransal-İntegral kontrolör
UPS	Kesintisiz Güç Kaynağı
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SDGM	Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
UHE	Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyon

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1. SMSM'nin yapısı 10
Şekil 2.2. Sabit mıknatısların rotor yüzeylerine yerleştirme şekillerine göre; a)Yüzey mıknatıslı SMSM, b) İçten mıknatıslı SMSM 11
Şekil 2.3. Stator akım uzay vektörü ve izdüşümü 15
Şekil 2.4. Referans düzlemi 17
Şekil 2.5. SMSM'lerde d eşdeğer devresi 18
Şekil 2.6. SMSM'lerde q eşdeğer devresi 18
Şekil 2.7. Clarke dönüşümü faz diyagramı 21
Şekil 2.8. Park dönüşümü faz diyagramı 23
Şekil 3.1. Gerilim/frekans kontrol (v/f) diyagramı 25
Şekil 3.2. SMSM'lerde DMK diyagramı 27
Şekil 3.3. SMSM' lerde AYK diyagramı 28
Şekil 3.4. SMSM' lerde AYK diyagramı 289
Şekil 4.1. Akım beslemeli evirici 31
Şekil 4.2. Gerilim beslemeli evirici 32
Şekil 4.3. Kare Dalga DGM 33
Şekil 4.4. Taşıyıcı sinyal ve referans sinyalinin karşılaştırılması 34
Şekil 4.5. Durağan referans çatıda anahtarlama vektörleri ve anahtarlama bölgeleri 36
Şekil 5.1. Eksen kaçıklığı a)Statik eksen kaçıklığı b)Dinamik eksen kaçıklığı c)Karma eksen kaçıklığı 41
Şekil 5.2. Statik eksen kaçıklığı 42
Şekil 5.3. Yatay eksendeki dengesizlik durumundaki mekanik sistem 46
Şekil 6.1. Geometrik yorumlama 52
Şekil 7.1. SMSM'nin AYK ile benzetimi 55
Şekil 7.2. 200 rad/s sabit hızda t=2 s'de yüksüz durumdan Ty=5Nm'ye değişmesi durumunda benzetim sonuçları a)Motor hızı b) Motor Momenti c) Iabc akımları d)Idq akımları 56
Şekil 7.3. Yüksüz durumda hızın 50 rad/s, 150 rad/s ve 300 rad/s'ye ani değişimi durumunda benzetim sonuçları a) Motor hızı b) Motor Momenti c) Iabc akımları d) Idq akımları 57
Şekil 7.4. Hızın 100 rad/s ile -50 rad/s arasında ani ve doğrusal değişimi ve yüksüz durumdan t=2.5 s'de Ty=5 Nm'ye değişmesi durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları 58
Şekil 7.5. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 2.5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları e)Harmonikli iq akımı .. 60

Şekil 7.6. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 2.5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda motor hızı FFT analizi a)Yöntem devrede değil b) Yöntem devrede 61
Şekil 7.7. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları e)Harmonikli iq akımı .. 62
Şekil 7.8. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda motor hızı FFT analizi a)Yöntem devrede değil b) Yöntem devrede 63
Şekil 7.9. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda motor akımı FFT analizi a)Yöntem devrede değil b) Yöntem devrede..... 64
Şekil 7.10. 200 rad/s sabit hızda Ty=5 Nm sabit momentte t=1 s'de 5 Nm'lik dengesiz yükün devreye alınıp t=2 s'de devreden çıkarılması ve yöntemin t=0.5s'de devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları... 65
Şekil 7.11. Hızın 100 rad/s ile -200 rad/s arasında doğrusal olarak değişmesi ve Ty=5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte benzetim sonuçları a) Motor Hızı b) Motor Momenti c) Iabc akımları d) Idq eksen akımları..... 66
Şekil 7.12. Hızın 100 rad/s, 200rad/s ve 300 rad/s arasında ani değişimi Ty=5 Nm sabit, 5 Nm dengesiz yükte yöntemin t=1 s'de devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları..... 67
Şekil 7.13. 200 rad/s sabit hızla Ty=5 Nm sabit t=1 s'de 2.5 Nm, t=2 s'de 5 Nm dengesiz yükte benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları..... 69

TABLOLAR DİZİNİ

Sayfa

Tablo 1.1. Motor Parametreleri 54

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bilgiler

Günümüzde teknolojinin gelişmesiyle orantılı olarak elektrik enerjisine duyulan talep artmıştır. Sanayileşmenin artmasıyla daha yüksek verimli ve daha güvenilir motorlara ihtiyaç duyulmaktadır. Yüksek moment, yüksek güç yoğunluğu, yüksek ivmelenme, küçük hacim, düşük gürültü ve yüksek oranda verim sağladıklarından dolayı endüstride Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) kullanımı yaygınlaşmıştır. SMSM'lerde manyetik alan oluşturmak için sargı kullanmak yerine mıknatısların kullanılması, fırça-kollektör sisteminin neden olduğu olumsuzlukları ortadan kaldırmakta, rotorda meydana gelen kayıplar ve motor bakım sürecini de en aza indirmektedir. SMSM'lerin avantajlarının yanında fiyatlarının yüksek olması ve manyetik yapısının zamanla bozulması dezavantajlarındandır. Ayrıca SMSM'ler bir sürücüye de ihtiyaç duymaktadır. Yaygın olarak asansörlerde, robot teknolojisinde, elektrikli araçlarda, rüzgar türbinlerinde ve diğer bir çok endüstriyel alanlarda kullanılmaktadır.

SMSM'lerin tarihi süreci incelendiğinde, ilk çağlarda doğal sabit mıknatısın bileşenlerinden biri olan demir oksitin (Fe_3O_4) bir türü olan "load stone" olarak adlandırılan manyetik taşlar kullanılmıştır. Bu alanda ilk bilimsel araştırma, William Gilbert tarafından "De Magnete Magneticisque Corporibus et de Magno Magnete Tellure Physidogia Nova" adı verilen çalışma olmuştur. Bu çalışmada mıknatısların yapısını incelemiştir.

İlk elektrikli motorun 1831 yılında icat edilmesinden bu yana, 19. yüzyılın sonlarına doğru üretilen kobalt, krom ve tungsten gibi manyetiklerde enerjinin fazla olmasından dolayı düşük güce sahip sabit mıknatıslı motorlar imal edilebilmiştir.

1930'da Tokyo Üniversitesi'nde uygun düzeyde enerjiye sahip, yüksek akılı Al-Ni-Co alaşımının üretilmesiyle birlikte Bell laboratuvarlarında kW mertebesinde sabit mıknatıslı motorlar üretilmiştir. Sonraları, askeri alanlarda kullanılan birkaç kW güce

sahip sabit mıknatıslı motorlar üretilmiştir. Fakat Al-Ni-Co alaşımının zorlayıcı kuvvetinin düşüklüğünden kaynaklanan nedenlerle bu motorların kullanımı belirlenen değerin üstüne çıkarılamamıştır.

1950'de Sert Ferrit olarak nitelendirilen sabit mıknatıs malzemelerinin ilerlemesiyle sabit mıknatıslı makinalar daha çok ticari amaçla kullanılmaya başlanılmıştır.

Ferritde bulunan sabit mıknatıs malzemelerindeki akı yoğunluğu, Al-Ni-Co alaşımından azdır. Ancak zorlayıcı kuvvetin fazla olması, Al-Ni-Co alaşımının bulunduğu motorlarda oluşan endüklenme ve çevresel koşullardan kaynaklanan olumsuzlukları azaltmıştır.

1960'da nadir toprak elementlerden ticari olarak kullanılan nadir toprak sabit mıknatısları üretilmiştir. Nadir toprak sabit mıknatıslarının bileşenleri; samaryum ve kobalttır. Samaryum ve kobalt bileşenlerinin akısı Al-Ni-Co alaşımından, zorlayıcı kuvveti de sert feritten fazladır. Kobalt bileşeninden üretilen sabit mıknatısların maliyeti ise yüksektir (Nasar, 1993).

1980'li yıllarda bulunan Neodymium-Demir-Boron (NdFeB) mıknatısları sabit mıknatıslı motorlarda önemli ölçüde kullanılmaya başlamıştır. Asenkron motorda bulunan rotor akımının oluşmasını sağlayan rotor çubuklarına alternatif olarak bu mıknatıslar kullanılarak sabit mıknatıslı motorlar üretilmeye başlanmıştır. Bu avantajlardan biri de motor yapısının basit hale indirgenmesi durumudur. Bu motorlar, yüksek verime, yüksek akı yoğunluğuna sahiptirler ve kaybı en aza indirmektedirler (Çıra, 2010). NdFeB'nin oluşturduğu moment yüksek olmasına rağmen mıknatısların pahalı olması en büyük dezavantajlarıdır. Ayrıca sabit mıknatıslı motorlar bir sürücüye de ihtiyaç duyarlar (Çelik,2012).

1.2. Tezin Amacı

Yüksek güç yoğunluğu ve yüksek moment/atalet oranı nedeniyle SMSM'ler, hibrit elektrikli araçlar gibi yüksek performanslı endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu motorlarda karşılaşılan en temel sorunlardan biri hız ve moment

dalgalanmalarıdır. Hız ve moment cevabının düzgün ve daha az dalgalı olması, geniş aralıklarda çalışan yüksek performanslı hareket kontrol uygulamalarında önemli bir gerekliliktir. Bu dalgalanmalar motorun yapısından kaynaklanabileceği gibi, kontrol sisteminden ya da motora bağlı yükten kaynaklanabilmektedir. Dengesiz yükler motorlarda hız dalgalanmalarına sebep olmaktadır. Dengesiz yükler, yük dengesizliğinden ya da eksen kaçıklığından dolayı oluşabilmektedir. Bu tezde dengesiz yüklerden kaynaklanan hız dalgalanmalarının azaltılması için dalgalanmaların oluştuğu frekanslar belirlenerek, bu frekanslarda motora uygun akım harmonikleri enjekte edilmesi suretiyle değişken yük koşullarında uyarlamalı bir yöntem uygulanmıştır. Tezde önerilen yöntemin geçerliliği MATLAB/Simulink programı ile yapılan benzetim çalışmalarıyla ortaya konmuştur.

1.3. Tezin İçeriği

Tezin ilk bölümünde SMSM'ler ile ilgili tanımlar yapılarak, kullanıldığı alanlardan ve SMSM'lerin tarihi sürecinden bahsedilmiş, bu konuyla ilgili önceden yapılan çalışmalar irdelenmiştir.

İkinci bölümde SMSM'nin yapısından, sınıflandırılmasından, çalışma prensibinden, avantajları ve dezavantajlarından, matematiksel modelinden, referans düzlem dönüşümlerinden bahsedilmektedir.

Üçüncü bölümde SMSM'nin kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi (AYK), Doğrudan Moment Kontrol yöntemi (DMK) ve Gerilim/Frekans kontrol (v/f) yöntemleri açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde eviriciler ve eviricilerde kullanılan darbe genişlik modülasyonu yöntemleri anlatılmıştır.

Beşinci bölümde, dönen makinalarda karşılaşılan dengesiz yükler incelenmiş, dengesiz yük durumunda SMSM'nin davranışı matematiksel olarak modellenmiştir.

Altıncı bölümde önerilen Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyonu yöntemi ve yöntemin ağırlık güncelleme algoritması açıklanmıştır.

Yedinci bölümde SMSM'nin Alan Yönlendirmeli Kontrolü (AYK) yapılmış, kontrol performansı benzetim çalışmalarıyla test edilmiştir. Dengesiz yük altında çalışan SMSM'nin modeli oluşturularak oluşan hız dalgalanmalarının azaltma yönteminin uygulanması durumunda elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.

Yedinci ve son bölümde, yapılan çalışmamın sonuçları irdelenerek ileriye dönük çalışmalarla ilgili önerilerde bulunulmuştur.

1.4. Literatür Araştırması

Motorlarda eksen kaçıklığına neden olan dengesiz yük üzerine; araştırmacılar tarafından yapılan çalışmalarda farklı sonuçlar elde edilmiştir.

Toliyat vd. (1996), asenkron makinelerde hava boşluğunda eksen kaçıklığının benzetimini oluşturmuşlardır. Eksen kaçıklığının etkisi, makine endüktanslarının hesaplanmasına dahil edilmiştir. Tekniğin teorik temellerini rotordaki eksen kaçıklığı altında makine performansını tanımlayan ayrıntılı diferansiyel denklemlerle göstermişlerdir.

Güldemir (2003), çalışmasında eksen kaçıklığındaki rotorlu makineleri incelemiştir. Rotor üzerine uygulanan büyük kuvvetlerin dışında gürültü ve titreşim potansiyeli olan bazı kuvvetler harmonik üretmiştir. Teorik sonuçlarla deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarının deneysel sonuçlara yakın olduğunu tespit etmiştir.

Özelgin (2006), eksen kaçıklığının akım üzerinde meydana getirdiği frekansları tespit etmek için hava aralığında oluşan manyetik akı yoğunluğunu hesaplamıştır. Bu hesaplamada stator ve rotordaki manyeto motor kuvvetinden ve hava aralığındaki iletkenlikten yararlanmıştır. Hava aralığı iletkenliğini bulmak için oluk, doyma ve eksen kaçıklığının neden olduğu etkilerden faydalanmıştır.

Rajagopalan ve Roux (2007), farklı yük koşullarında çalışan stator akımını incelemiştir. Simülasyon sonuçları, hata harmoniklerinin mevcut spektrumda görülebildiğini göstermiştir

Kim (2008), yüksek hızlarda, rotor veya mekanik yük dengesizliği, bir yatak veya milin bir kusuru gibi mekanik arızaya neden olabilecek titreşim üretmesi sonucu titreşimi en aza indirmek için, oluşan dengesizliğin hassas olarak tespit edilmesi ile ilgili çalışmalar yapmıştır. Stator akımının dengesizlik için farklı referans çerçevelerinde harmonik bileşenleri bir sensör ve Fourier Dönüşümü (FFT) olmadan dijital sinyal işleme geliştirilerek incelemiştir. Mekanik modelde mekanik bir gözlemci kullanarak ve mevcut modelde sinyal işleme kullanılarak basit bir çevrimiçi parametre tahmini önerilmiş ve doğrulanmıştır.

Zhang vd. (2008), sabit mıknatıslı motor sürücülerinde eksen kaçıklığıyla ilgili bir kontrol stratejisi geliştirmişlerdir. Motorlarda Eksen kaçıklığının neden olduğu titreşim gibi dezavantajlardan dolayı gerçek zamanlı bir algoritma oluşturulmuş ve AYK yöntemi kullanılmıştır. Kontrol algoritmasının matematiksel modelini oluşturarak deney sonuçlarıyla algoritmayı doğrulamışlardır.

Akar ve Çankaya (2009), SMSM'lerde eksen kaçıklığını araştırmışlardır. Eksen kaçıklığının akım ve gerilim üzerine etkisini grafiklerle göstermişlerdir (Eker,2013).

Ebrahimi vd. (2009), çalışmalarında üç fazlı SMSM' lerde statik eksen kaçıklığı (SEK), dinamik eksen kaçıklığı (DEK) ve mekanik eksen kaçıklığı (MEK)' in nasıl tespit edilebileceğini araştırmışlardır. Eksen kaçıklığı derecesini ve türünü tahmin etmek için bir Yapay Sinir Ağı (YSA) kullanılmıştır. Sonuçta, simüle edilen akıma beyaz bir Gauss gürültüsü eklenmiş ve önerilen endeksin doğruluğu gürültü derecesine göre analiz edilmiştir. Bu araştırmada manyetik hata altında SMSM'de manyetik giderme ve hatalı SMSM'nin mevcut spektrumu analiz edilmiştir. SMSM'de eksen kaçıklığı arızası sonucu oluşan akım ve gerilim spektrumları yan bant frekansı oluşturmaktadır (Eker, 2013). Yan bant frekansı: (Ebrahimi vd., 2009) ;

$$f_{eksen=}\left[1 \pm \left(\frac{2k-1}{p}\right) fs\right] \qquad (1.1)$$

denklemine göre hesaplanmıştır. Burada k; 1, 2, 3, ... arasında bir tamsayıdır. p; kutup çiftlerinin sayısıdır ve fs; besleme frekansıdır.

Yörükoğlu (2010), çamaşır makinesinde meydana gelen dengesiz yükteki ağırlığın, yatay ve açısal pozisyonunun ivme sensörü kullanılarak titreşim üzerindeki etkilerini araştırmıştır. Bu çalışmada YSA kullanılmıştır.

Ishikawa vd. (2010), tarafından yapılan çalışmada, FDAM'de de oluşan eksen kaçıklığı miktarını tahmin edebilmek için stator akımı kullanmışlardır. Eksen kaçıklığı olup olmadığını tespit etmek için Morlet ana fonksiyonu kullanılmıştır. Bu fonksiyon frekans bölgesini ve dalga sayısını göstermektedir. Deney FFT ile doğrulanmıştır.

Kim ve Nam (2011), bu çalışmada minimum hız dalgalanmasını sağlayan algoritmayı incelemişlerdir. Çalışmada, yeterli bir sinüzoidal q-ekseni akımı enjekte edilerek bir hız dalgalanmasını zayıflatma yöntemi önerilmiştir. Ayrıca, dengeleme akımının faz açısını belirleme yöntemi belirlenmiş ve bu yöntemin geçerliliği, hız dalgalanmasındaki azalma ile deneysel olarak göstermişlerdir.

Salah vd. (2013), Mekanik dengesizlik durumunda çalışan bir sincap kafesli motorun stator akım analizi üzerinde çalışmalar yapmışlardır. Mekanik dengesizliğin, dönme frekansındaki moment salınımına sebep olmasından dolayı rotor akımları aynı özelliklere sahip frekans ile modüle edilmiştir. Bu ilave frekanslar, stator bobini üzerinde reaksiyona girmiş ve besleme frekansı çevresinde ve çok sayıda harmoniğinin etrafında çekme yan bandı harmoniklerinin görünmesini sağlayan stator akımı sinyalinin genlik modülasyonunu üretmiştir. Böylece stator akım spektrumunun doğrudan incelenmesiyle motor mekanik denge durumunu izlemek mümkün hale gelmiştir. Bununla birlikte, makine yeterince yüklendiğinde, zamanla değişen yük gibi diğer hata kaynakları tarafından üretilen harmonikler nedeniyle bu teşhis yöntemi etkisiz hale getirilmiştir. Stator akımı, multimetre ile alınmış ve kenar yumuşatma sistemiyle pürüzler giderilerek, 1 KHz'e eşit bir kesme sıklığına sahip olan 5 aktif Butterworth filtresi kullanılmıştır. Veri toplama, EAGLE PC30F 12 bit programlanabilir kazanç grafiği yardımıyla bir bilgisayarın ISA yuvasına entegre edilmiştir. Veri işleme MATLAB yazılımı kullanılarak yapılmıştır.

Polat (2013), tarafından yapılan çalışmalarda; asenkron motorda eksen kaçıklığının analizi incelenmiştir. Uygulamada, 3 faz, 2.2 kW gücüne sahip, sincap kafesli, 4 kutuptan, 36 stator oluğundan ve 28 rotor baradan oluşan asenkron motoru incelemiştir. Sonlu elemanlar yöntemi kullanılmıştır. Modellemenin ve testin sonucunda meydana gelen sonuçlar karşılaştırmıştır. Eksen kaçıklığı sonucunda, hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu, akım, moment gibi etkilerin yanında titreşim ve gürültü gibi etkilerde incelenmiştir.

Eker (2013), tarafından yapılan çalışmalarda; sinyalin spektrum değerleri bulunarak frekans üzerindeki etkisi tespit edilmiştir. Statik, dinamik ve karışık eksen kaçıklığının motordaki akımda oluşturduğu harmonik bileşenlerin sabit ve sabit olmayan hızda Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) gerçekleştirilmiştir. Sabit durumdaki analizlerde demagnetizasyon ve eksen kaçıklığı arızaları için oluşturulan denklemlere frekansa ilave olarak frekans bileşeni gözlemlenmiştir. Frekansla birlikte genlik değerleri de arızaya bağlı olarak artmıştır.

Cheng vd. (2014), tarafından yapılan çalışmalarda; Dengesiz yük durumunda ters dönen rotorlu SMSM için kontrol yönteminde bir evirici tarafından beslenen, ters dönen rotorlarla seri bağlanmış iki SMSM' ye karşılık gelen eksenel akımlı bir SMSM kontrolüne ilişkin bir araştırma sunmaktadır. Bu çalışmada SMSM'nin döner rotorlu matematik modeli geliştirilerek, sistemin dengesiz yüklü haldeki dengesizliği analiz edilmiştir. Analizlere dayanarak, iki rotorun senkronizasyonunu değişken yük altında tutabilen bir kontrol stratejisi uygulanmaktadır. Rotor üzerinde dengesiz yükler altında yapılan testlerde manyetik dalgalanma ortaya çıkmıştır.

Özdemir (2015), dengesiz yük durumunda silindirik masuralı rulmanda oluşan hatayı FFT dönüşümüyle tespit etmiştir.

Özbek (2016), dengesiz kütlenin mekanik sisteme etkisini araştırmıştır. Toplam kütle sabit tutularak belirlenen koşullarda hızı ve moment değişimi yapılmıştır. Dairesel hareketten doğrusal harekete geçişi incelenmiştir. MATLAB programı kullanılmıştır.

Kara (2017), şebeke kalkışlı SMSM'lerde eksen kaçıklığının tespitiyle ilgili çalışma yapmıştır. Sağlam bir motorun ilk olarak statik arızası daha sonra dinamik arızası oluşturulmuştur. Arızaları tespit ederken statordaki akım ve gerilim sinyallerini kullanmıştır. Çıkan akım ve gerilim sinyalleri, sinyal işleme yoluyla yapılmıştır. MATLAB programı kullanılmıştır.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, rotor ve stator olmak üzere iki kısma sahiptir. Senkron motorların statoru ve rotoru sargılardan oluşmaktadır. Senkron motorun rotorundaki sargı sabit mıknatıs ile değiştirildiğinde rotorunda oluşan manyetik akı mıknatısla gerçekleştirilirse Sabit Mıknatıslı Manyetik Motor (SMSM) oluşmaktadır.

Günümüzde genellikle Sabit mıknatıslı motorlar, endüklenen zıt emk şekline göre;

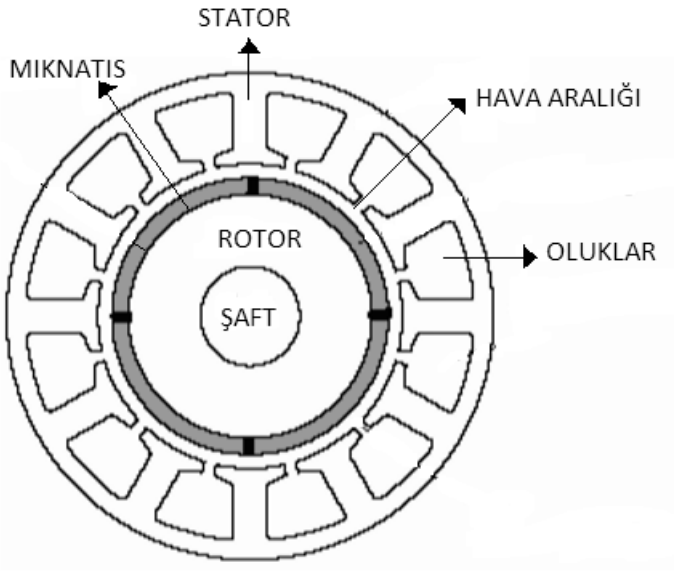
- Trapezoidal tip (Fırçasız Doğru Akım Motorları),
- Sinüzoidal tip (Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar),

olarak ikiye ayrılırlar.

SMM' lerde bulunan oluk ve doyumdan dolayı oluşan hava boşluğundaki akı tamamen bir sinüs ya da tamamen bir yamuk şekilde değildir (De Angelo, 2005) .

2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

SMSM, statordaki üç fazlı sargılardan ve rotorun yüzeyinde bulunan sabit mıknatıslardan oluşur. SMSM'nin sargıları genellikle statorundaki oluklara dağıtılırlar. Saç levhalar halindeki demir nüve rotor kısmındaki motor miline bağlanmıştır (Rahman,1997). SMSM'nin rotor kısmı ikiden elliye kadar mıknatıs kutuplarından oluşabilir. Kutup sayısının artmasıyla birlikte aynı akım seviyesinde daha çok moment oluşturur. Fakat mıknatıs kutuplarının artması belli bir süreçten sonra moment artışı sağlamaz (TI,1997). Şekil 2.1'de SMSM'nin yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.1. SMSM'nin yapısı

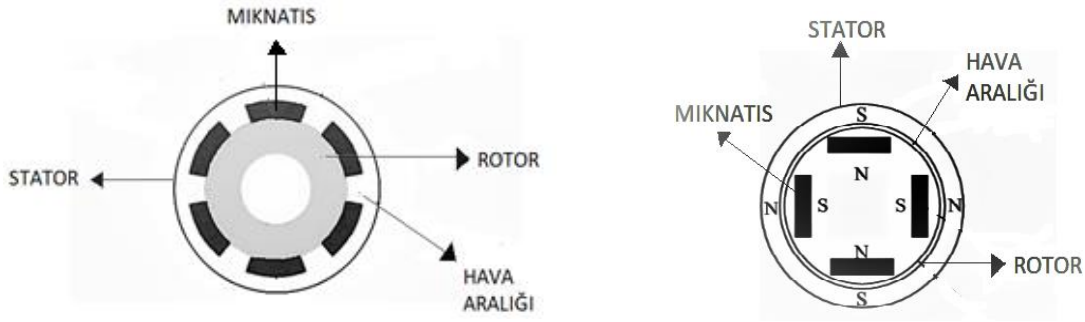
SMSM'lerin yapısı DA kollektörlü motora benzemektedir. Aralarındaki fark ise elektrik sargısının yerine sabit mıknatıs kullanılmasıdır (Sakarya,2009).

2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

SMSM'ler, sabit mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre:

- Sabit mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirilen tip (YSMSM),
- Sabit mıknatısın rotor ekseni içine yerleştirilen tip (İSMSM),

olarak ikiye ayrılırlar.



a) b)

Şekil 2.2. Sabit mıknatısların rotor yüzeylerine yerleştirme şekillerine göre;
a)Yüzey mıknatıslı SMSM, b) İçten mıknatıslı SMSM

Yüzeye monte edilmiş mıknatıslar ile rotor demiri yaklaşık olarak yuvarlak ve stator endüktansı düşük olduğu gibi rotor pozisyonundan bağımsızdır. Makinenin kontrolü basit olmakla birlikte, relüktans etkileri ihmal edilebilecek seviyededir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alanın zayıflatılması zordur ve böylece başlangıç hızının üzerindeki çalışmalarda zorluklar vardır (Andersson, 2000). Sabit mıknatıs alan şiddeti (H_c)'nin yüksek olmasından dolayı basit bir şekilde demagnetize olamamaktadır. YMSM'deki hava aralığı arttıkça endüktans (L_d) düşmektedir. Böylece endüktans, sabit mıknatısın olduğu ya da olmadığı rotor kısmında sabit ve eşit kabul edilebilmektedir (L_q=L_d). Mıknatıslarda kaçak kısımların olması hava aralığına oranla daha az olduğundan daha küçük mıknatıs kullanılmaktadır (Yüzer, 2011).

YSMSM'lerdeki mıknatıslar stator kutuplarına yakındır. Bundan dolayı yüksüz haldeki YSMSM'lerdeki mıknatısların rotorun içine gömülü SMSM yapısına göre yüksek hız uygulamalarında daha fazla pürüzlü bir yapı oluşturur ve sensörsüz kontrolde faydalı bir geometrik çıkıklık meydana getirir. Gömülü mıknatıs tasarımı, yüzeye monte edilmiş tasarımda mümkün olmayan bir akı zayıflatma derecesine de izin verir. Böylece, yüksek yol alma momenti ve yüksek hız üretme kapasitesi İSMSM' nin çoğu alanda kullanılmasını sağlar (Andersson, 2000).

2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Çalışma Prensibi

SMSM'nin rotorunda bulunan kutuplar, mile sabit mıknatıslardaki N-S kutuplarının birleştirilmesiyle oluşmaktadır. Stator kısmında bulunan kutuplar, sargılarda meydana gelen akımdan oluşmaktadır. Rotor kısmında bulunan kutuplar ise sabit bir yapıya sahip olmasına rağmen stator kısmındaki kutuplarda oluşan gerilim, frekansla birlikte değişerek, döner alanı oluşur. Rotorda bulunan kutuplarda meydana gelen alan ile statorda bulunan döner alan, motorun dönmesini sağlamak amacıyla uygun moment oluşturur. SMSM' lerin beslemesi (Kazan, 2009);

- Doğrudan hat beslemeli (line started),
- Evirici beslemeli (inverter fed),

olmak üzere iki çeşittir. Doğrudan hat beslemeli SMSM'lerde bulunan rotorda, asenkron motorlarda kullanılan kısa devre çubuklarıyla aynı fonksiyonda olan kafes çubuklardan oluşur. SMSM'nin ilk durumdaki hızı, sıfır olduğundan kalkış anında statordaki döner alan ile kafes çubuklar kesilir. Böylece motordaki kalkışı sağlayan moment üretilir. Motorun senkron hızda olması statordaki döner alanla, rotordaki hızın birbirine eşit olması durumunda kafes çubuklarında gerilim düşümü görülmez. Bundan dolayı kafes çubukları yalnızca kalkış durumunda enerji tüketmektedir. Doğrudan hat beslemeli SMSM'ler geri beslemeli ya da geri beslemesiz işleve sahiptir. Evirici beslemeli SMSM'ler, kafesli ya da kafessiz olabilmektedir. Evirici beslemeli motorlar da geri beslemeli ya da geri beslemesiz işleve sahiptirler. Geri beslemesiz olan motorda frekans, düşükten rampalı olacak şekilde yükseltilerek, motordaki senkron hız oluşturulur. Geri beslemeli olan motorda konum ve fazdaki akım bilgisi gerekmektedir. Oluşan konumla birlikte hız üretilerek konumun tespit edilmesiyle birlikte gerçek hız meydana gelir ve referans hızla arasında yanılma payı oluşturulur. Böylece eviricinin anahtarlama sinyalleri oluşturulur. Eviricideki frekans ve gerilim düzenlenerek uyum sağlanır (Üstün, 2004).

2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Avantajları ve Dezavantajları

SMSM'lerin avantajları:

- Fırça-kolektör sisteminin neden olduğu hataların ortadan kalkması, motor rotorunda meydana gelen kayıpları, motor bakım sürecini ve maliyetini en aza indirmektedir. Böylece verim artar.

- Rotor kısmındaki bakır ve demir kaybı azalarak, stator kısmında artar. Böylece motorun soğuması kolay hale gelir.

- Rotor kısmında, sabit mıknatıstan dolayı uyartım akısına gerek duyulmamaktadır. Bundan dolayı rotorda uyartım kaybından bahsedilemez.

- Hava boşluğu indüksiyon artışına neden olduğu için statorda bulunan sargılar azaltılıp, hacim küçültülebilmektedir.

- Asenkron motora göre gücü ve verimi yüksektir.

- Rotor kısmında sargı bulunmadığından dolayı hafiftir ve eylemsizlik momenti düşüktür.

SMSM' lerin dezavantajları:

- Stator kısmı ile rotor kısmının uyumlu çalışması için duyarlı poziyon bilgisi gerekir. Bundan dolayı rotorun konum algılayıcısına ihtiyaç duyulur. Bu durum da maliyeti arttırır.

- Asenkron motorlara göre mıknatısların üretim maliyeti daha yüksektir.

- Mıknatıslarda bulunan ısı parametresi ve manyetik özelliğini kaybetme olasılığından dolayı sistemdeki nitelik azalmaktadır.

- Sistemde kullanılan mıknatısların yapısı zamanla çeşitli çevresel nedenlerden dolayı mıknatıslık özelliklerini kaybedebilmektedir.

2.6. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

SMSM'lerde vektör kontrolünün mantığını anlamak ve tasarlamak için matematiksel modelini ve ifadelerini bilmek gerekir. Makinenin hem geçici hem de kararlı durumunda oluşturulan matematiksel model, işlem kolaylığı açısından uzay vektörleriyle belirlenmiştir.

2.6.1. Uzay Vektör Tanımı

Uzay vektör sisteminde; d, q ve α, β dönüşümleri kullanılır. SMSM'deki anlık dengelenmiş üç fazlı stator akımlarının denklemi (Özçıra, 2007);

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{2.1}$$

Sonrasında ise stator akımı uzay vektörü;

$$\overline{i_s} = k(i_a + a i_b + a^2 i_c)) \tag{2.2}$$

a ve a^2 : uzay operatörleri,

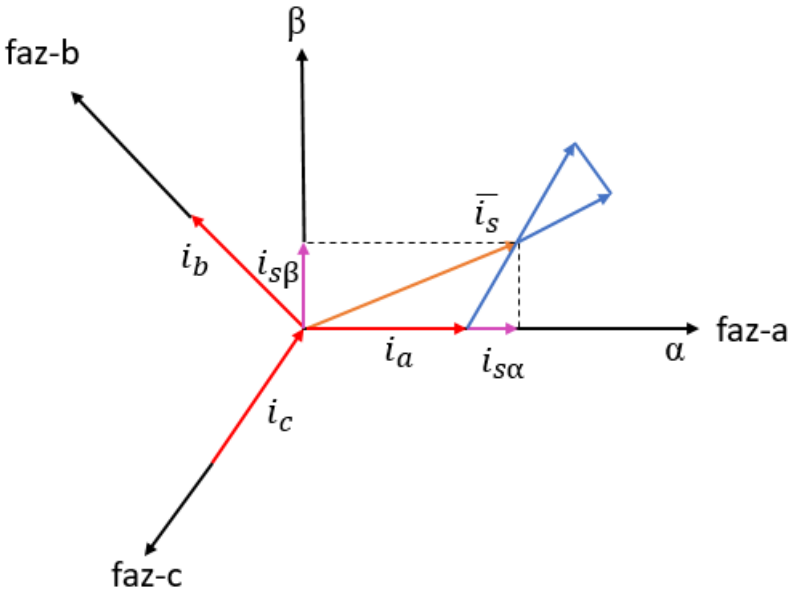
k: dönüşüm sabiti

olarak ifade edilmektedir.

$$a = e^{j2\pi/3} \tag{2.3}$$
$$a^2 = e^{j4\pi/3}$$

k = 2/3 olarak kullanılmıştır (Balazovic, 2003).

Şekil 2.3'de stator akımın uzay vektör izdüşümü gösterilmektedir. Denklem 2.3 ile ifade edilen uzay vektörü, çift eksen teorisi kullanılarak da tanımlanabilir.



Şekil 2.3. Stator akım uzay vektörü ve izdüşümü (Balazovic, 2003)

Uzay vektörünün reel kısmı, enine eksenli akım bileşeninin (i_{sa}) anlık değerine, reel olmayan kısmı ise boyuna eksenli akım bileşeninin ($i_{s\beta}$) anlık değerine eşittir. Böylece stator akım uzay vektörü, sabit referans sistemine birleştirilmiş olur ve aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{i_s} = i_{sa} + j i_{s\beta} \tag{2.4}$$

Gerçek üç fazlı stator akımlarıyla ilgili akım bileşenleri aşağıdaki gibidir (Sakarya, 2009);

$$i_{sa} = k\left(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c\right) \tag{2.5}$$

$$i_{s\beta} = k\sqrt{3}/2(i_b - i_c) \tag{2.6}$$

Gerilim ve manyetik akı için denklemler şu şekilde ifade edilebilir (Özçıra, 2007);

$$\overline{V_S} = k(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (2.7)$$

$$\overline{\varphi_s} = k(\varphi_a + a\varphi_b + a^2\varphi_c) \quad (2.8)$$

Faz a, b ve c' de;

V_a, V_b, V_c : stator gerilimlerinin değerleri,

$i_a,\ i_b, i_c$: stator akımlarının değerleri,

$\varphi_a,\ \varphi_b, \varphi_c$: stator akı değerleri,

i_{sa} : sabit referans düzleminde akımın α bileşeni,

$i_{s\beta}$: sabit referans düzleminde akımın β bileşeni,

$\overline{\varphi_s}$: stator akısı uzay vektörü,

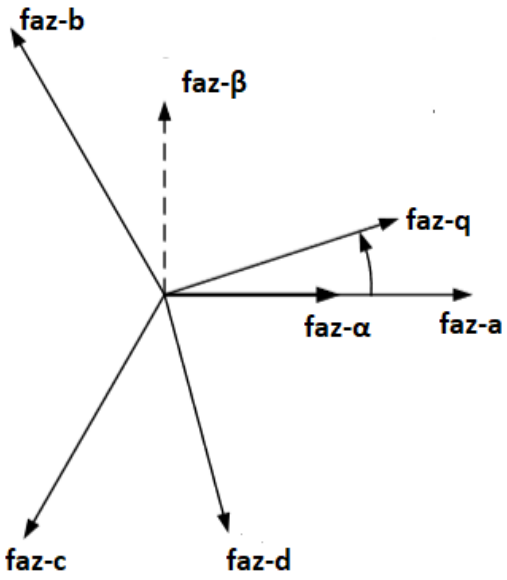
$\overline{\imath_s}$: stator akımı uzay vektörü,

olarak ifade edilmektedir.

2.6.2. Referans Düzlem Dönüşümleri

SMSM'lerde yüksek güç ve işlem kolaylığı sağlamak için referans düzlem dönüşümleri gerçekleştirilir. Üç fazlı stator abc referans düzleminden, iki fazlı α-β referans düzlemine dönüşüm; Clarke yöntemiyle, iki fazlı α-β referans düzleminden üç fazlı stator abc referans düzlemine dönüşüm; Ters Clarke yöntemiyle, iki fazlı α-β referans düzleminden iki fazlı d-q referans düzlemine dönüşüm; Park yöntemiyle, iki fazlı d-q rotor referans düzleminden iki fazlı ya da üç fazlı referans düzlemine

dönüşüm; Ters Park yöntemiyle gerçekleştirilir. Bu yöntemler ile makinelerin denetimleri basite indirgenmiş olur. Referans düzlemi Şekil 2.4' deki gibidir.



Şekil 2.4. Referans düzlemi

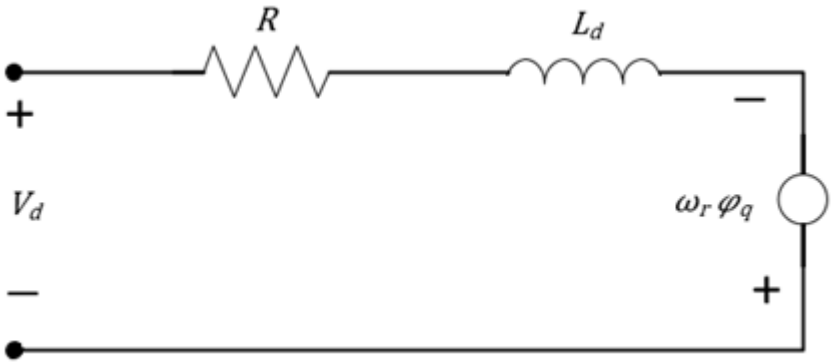
Burada faz-a, faz-b, faz-c; aralarında 120° faz farkı bulunan üç fazlı stator referans düzlemini, faz-α, faz-β ; bileşenleri arasındaki 90° açı farkı bulunan iki fazlı stator referans düzlemini, faz-d ve faz-q ise; bileşenleri arasındaki 90° açı farkı bulunan iki fazlı rotor referans düzlemini göstermektedir.

SMSM'lerin modellenmesinde;

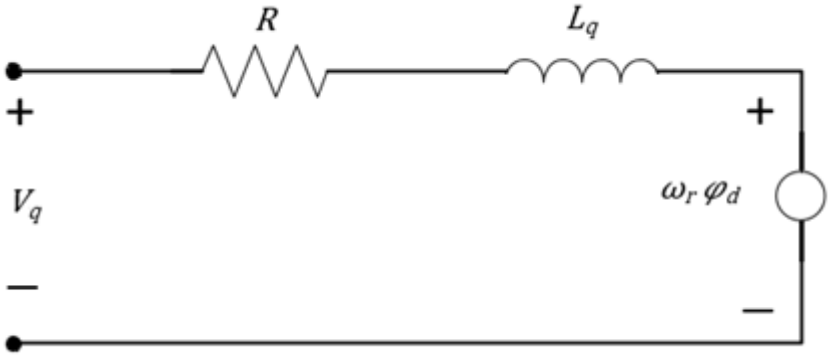
- stator referans düzleminde üç fazlı abc modeli,
- rotor referans düzleminde iki fazlı d-q modeli,
- referans düzleminde iki fazlı α-β modeli,

olmak üzere üç çeşitli matematiksel model kullanılmaktadır. Bu dönüşümler; Clarke dönüşümü, Ters Clarke dönüşümü, Park dönüşümü ve Ters Park dönüşümü ile yapılır.

SMSM' nin d-q eşdeğer devresi Şekil 2.5' de ve Şekil 2.6' da gösterilmektedir (Krishnan,2001).



Şekil 2.5. SMSM'lerde d eşdeğer devresi



Şekil 2.6. SMSM'lerde q eşdeğer devresi

SMSM'nin d-q eşdeğer devresine göre denklemler aşağıdaki gibidir (Kazan,2009) :

$$V_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\varphi_d - \omega_r \varphi_q \quad (2.9)$$

$$V_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\varphi_q + \omega_r \varphi_d \quad (2.10)$$

Burada,

R : stator direnci (Ω)

φ_d , φ_q : stator akı değerleri

ω_r : açısal hızı (rad/s)

ifade etmektedir.

Denklem (2.9) ve (2.10)'daki d-q eşdeğer devresine göre manyetik akıları aşağıdaki gibidir:

$$\varphi_d = L_d \; i_d \; + \varphi_m \tag{2.11}$$

$$\varphi_q = L_q \; i_q \tag{2.12}$$

Burada,

φ_m : manyetik akı bileşeni,

L_d , L_q : stator endüktansı,

olarak ifade edilmektedir.

d-q eşdeğer devresine göre motor momenti (2.13)'deki gibidir:

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\varphi_m i_q \; + \left(L_d - L_q \right) i_q \, i_d \; \right] \tag{2.13}$$

T_e : motor momenti

p : motorun çift kutup sayısı

olarak ifade edilmektedir.

YSMSM'lerde d-q eşdeğer devresindeki endüktanslar birbirine eşitliklerinden $L{=}L_d \; {=}L_q$ kullanıldığında denklem ;

$$T_e = \frac{3}{2} p \varphi_m i_q \tag{2.14}$$

olarak ifade edilmektedir.

d-q eşdeğer devresine göre akımlar (2.15)'deki gibidir:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{L_q}{L_d}\omega_r\, i_q + \frac{1}{L_d}V_d - \frac{R}{L_d}i_d \tag{2.15}$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{L_d}{L_q}\omega_r\, i_d + \frac{1}{L_q}V_q - \frac{R}{L_q}i_q - \frac{1}{L_q}\omega_r\,\varphi_m \tag{2.16}$$

d-q eşdeğer devresine göre dinamik denklem (2.17)'deki gibidir:

$$T_e = B\omega_r + J\frac{d}{d_t}\omega_r + T_L \tag{2.17}$$

T_L : yük momenti (Nm)

B : sürtünme katsayısı (Nm/rad/s)

J : eylemsizlik momenti (kG.m^2)

d-q eşdeğer devresine göre rotorun açısal hız ve rotor pozisyon denklemleri sırasıyla (2.18) ve (2.19)'daki gibidir;

$$\frac{d}{dt}\,\omega_r = \frac{T_e - B\omega_r - T_L}{J} \tag{2.18}$$

$$\frac{d}{dt}\,\theta_r = \omega_r \tag{2.19}$$

θ_r : rotor pozisyonu

olarak ifade edilmektedir.

SMSM'nin rotor düzlemi üzerindeki gerilim matrisi;

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix} \tag{2.20}$$

SMSM'nin rotor düzlemi üzerindeki manyetik akı matrisi;

$$\begin{bmatrix}\varphi_d\\ \varphi_q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_d & 0\\ 0 & L_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\sqrt{\frac{3}{2}}\varphi_m\\ 0\end{bmatrix} \qquad (2.21)$$

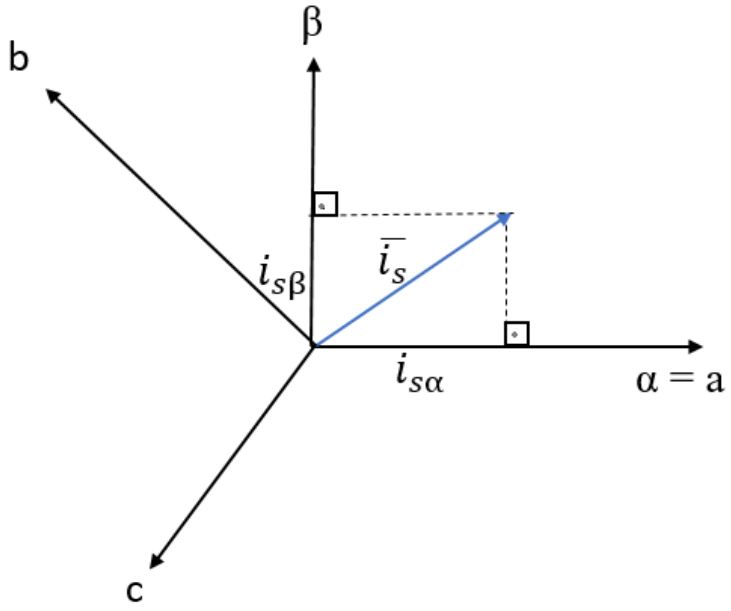
SMSM' nin rotor düzlemi üzerindeki genel matrisi :

$$\begin{bmatrix}V_d\\ V_q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}R & -\omega_r L_q\\ \omega_r L_d & R\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix} + p\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}L_d & 0\\ 0 & L_q\end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m\omega_r\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix} \qquad (2.22)$$

olarak gösterilmektedir.

2.6.2.1. Clarke Dönüşümü (a, b, c) → (α, β)

Üç fazlı stator referans düzleminden iki fazlı stator referans düzlemine dönüşüm Clarke yöntemiyle sağlanır. Şekil 2.7'deki diyagramda Clarke dönüşümüne göre a ekseni ile α ekseni aynı yönde kabul edilmektedir.



Şekil 2.7. Clarke dönüşümü faz diyagramı (TI, 1998)

Clarke dönüşüm matrisi;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

olarak gösterilmektedir.

2.6.2.2. Ters Clarke Dönüşümü (α, β) → (a, b, c)

İki fazlı stator referans düzleminden üç fazlı stator referans düzlemine dönüşüm Ters Clarke yöntemiyle sağlanır.

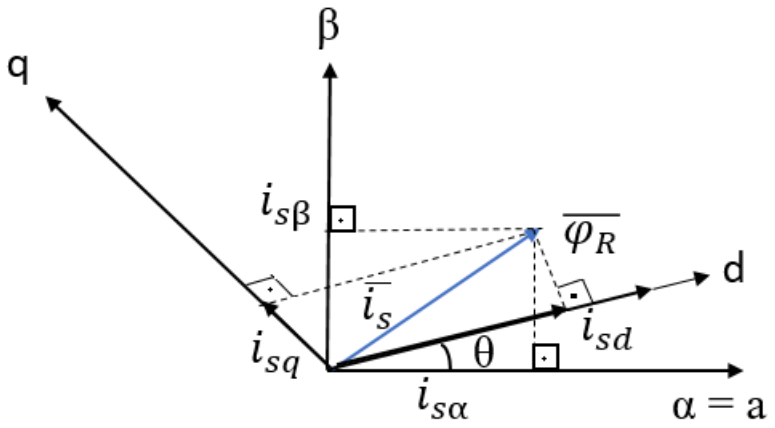
Ters Clarke dönüşüm matrisi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

olarak gösterilmektedir.

2.6.2.3. Park Dönüşümü (α, β) → (d, q)

Bu yöntem, referans düzlem dönüşümlerinden en önemlisidir. Üç fazlı stator referans düzleminden iki fazlı rotor referans düzlemine dönüşüm Park yöntemiyle sağlanır.



Şekil 2.8. Park dönüşümü faz diyagramı (TI, 1998)

Mevcut vektörün akı ve moment bileşeni denklemleri yazıldığında (TI, 1998);

$$i_{sd} = i_{sa}\cos\theta + i_{s\beta}\sin\theta \tag{2.25}$$

$$i_{sq} = -i_{sa}\sin\theta + i_{s\beta}\cos\theta \tag{2.26}$$

Burada;

i_{sd} : d eksen akımı,

i_{sq} : q eksen akımı,

olarak ifade edilmektedir.

Park dönüşüm matrisi;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{2.27}$$

olarak gösterilmektedir.

2.6.2.4. Ters Park Dönüşümü (d, q) → (α, β)

İki fazlı rotor referans düzleminden üç fazlı stator referans düzlemine dönüşüm Ters Park yöntemiyle sağlanır. Ters Park yöntemiyle sadece gerilim dönüşümü yapılmaktadır. İki fazlı dikey sistemde d, q dönen referans düzlemlerindeki gerilim denklemleri;

$$V_{S\alpha ref} = V_{Sdref}\, cos\,\theta - V_{Sqref}\, sin\,\theta \tag{2.28}$$

$$V_{S\beta ref} = V_{Sdref}\, sin\,\theta + V_{Sqref}\, cos\,\theta \tag{2.29}$$

Burada;

V_{ref} : motor fazına uygulanan referans gerilimi

olarak ifade edilmektedir.

Ters Park dönüşüm matrisi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos\,\theta & -sin\,\theta & 1 \\ cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

olarak gösterilmektedir.

3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ

3.1. Giriş

SMSM'ler ;

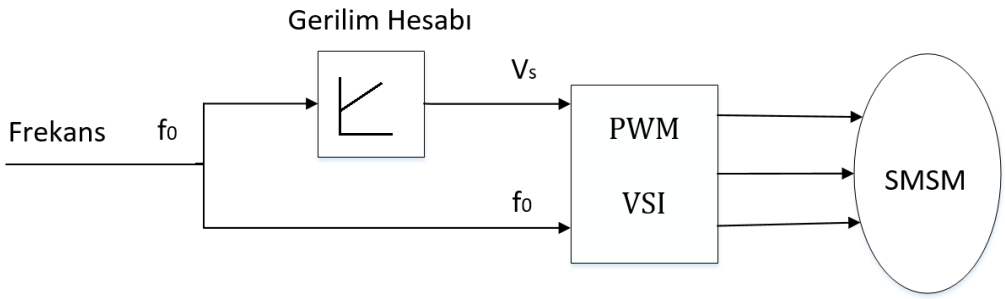
- Gerilim/Frekans Kontrolü (v/f),
- Doğrudan Moment Kontrolü (DMK),
- Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK),

yöntemleri ile kontrol edilir.

Yüksek performansın gerekli olmadığı durumda, düşük maliyet ve basit bir yapıya sahip olduğundan dolayı v/f kontrol, dijital uygulamalarda kullanılabilir. Robotik teknolojileri gibi yüksek performanslı uygulamalarda alan yönlendirmeli kontrol ve ya doğrudan moment kontrolü tercih edilir.

3.2. Gerilim/Frekans Kontrolü (v/f)

Gerilim/frekans kontrolü temel bileşenleri; gerilim ve frekanstır. Şekil 3.1' de SMSM'lerde gerilim/frekans kontrol diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 3.1. Gerilim/frekans kontrol diyagramı

Basit yapıya sahip olduğundan dolayı düşük maliyetlidir. Motor pozisyonu tespit edilememektedir. Konum algılayıcı kullanılmadığı için açık-çevrim denetimlidir (Buzcu, 2005). Açık çevrim yöntemi; motordaki akıyı sabit duruma getirmek için çıkış frekansı ile çıkış gerilimi arasındaki oranı sabit tutar.

3.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü (DMK)

Doğrudan moment kontrolünde temel bileşenler; mıknatıslanma akısı ve momenttir. Statordaki akımı kontrol etmeden önce direkt olarak manyetik akıyı ve momenti kontrol etmektedir. Bu kontrolle elektromanyetik moment artışı, stator ve rotor manyetik akı arasındaki açının artması ile doğru orantılıdır. DMK'nın ana prensibi stator manyetik akısına göre uygun gerilim vektörlerini, referans ile gerçek moment arasındaki farkı seçmektir. Hız kontrolörlüğü PI denetleyici tarafından sağlanmaktadır.

DMK'nın avantajları;

- AYK'da bulunan Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM), DMK'da, olmadığından dolayı hesaplama süreci azalmaktadır.
- DMK, DGM'ye oranla daha az parametreye, yüksek performansa ve hızlı moment tepkisine sahiptir.
- Sıfır hız durumunda yüksek derecede momente sahiptir.
- DMK'nın çalışma şartları çok hassasiyet gerektirmediğinden dolayı algılayıcı kullanmadan işlem yapılabilmektedir.
- Sadece PI kontrolörü kullanılarak hız denetimi sağlanmaktadır.

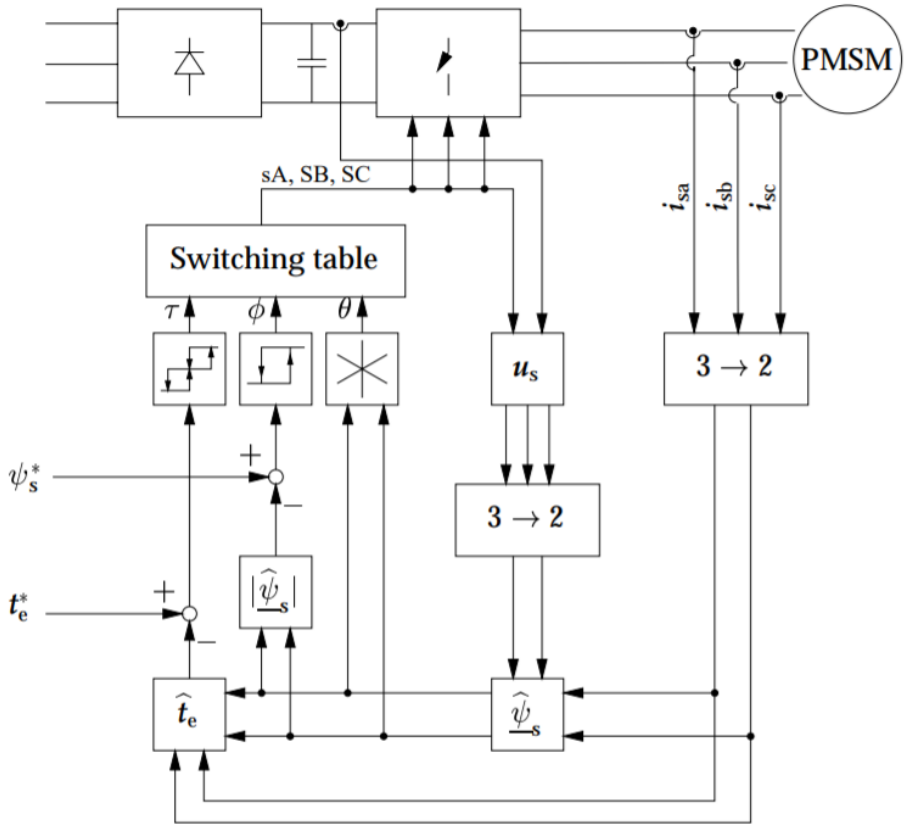
DMK'nın dezavantajları;

- Anahtarlama frekansının değişken bir yapıda olması, filtrelerden dolayı frekansta seçicilik özelliği göstermesi,

- DMK'da mıknatıslanma akısının bulunması için ilk konumunun bilinmesi gerekliliği,

- Yüksek derecede gürültüye sebep olması,

- Hızın sıfır ve düşük olduğu durumda hareket etme sorunu gibi nedenlerdir.

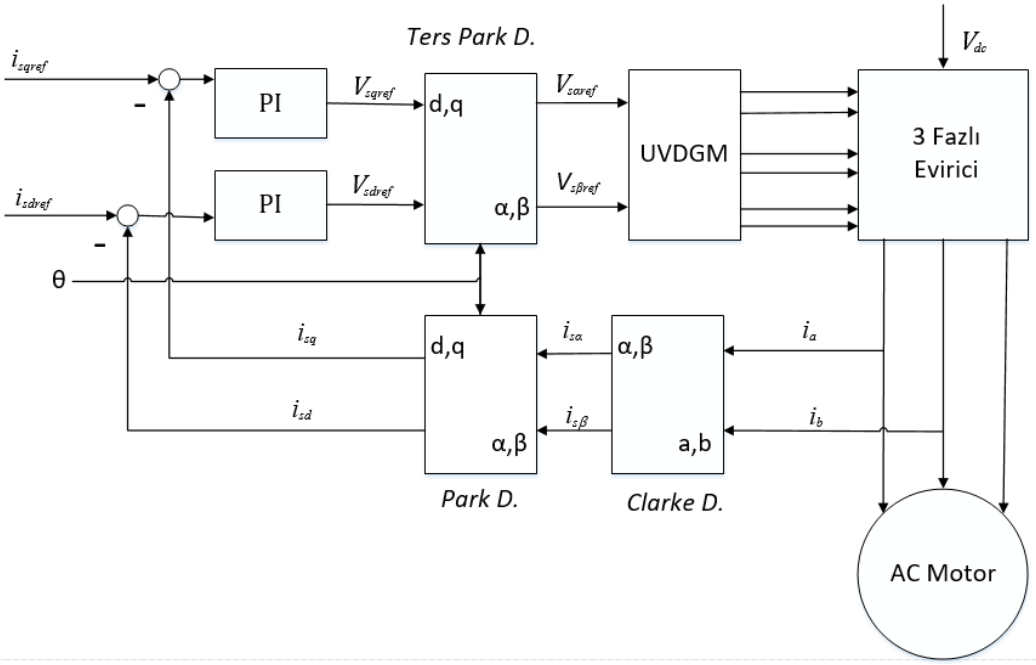


Şekil 3.2. SMSM'lerde DMK diyagramı (Luukko, 2000)

Şekil 3.2'de DMK yöntemi diyagramı görülmektedir. Bu yöntemin doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmasının sebebi, uygun stator gerilim vektörlerinin bir anahtarlama tablosu kullanılarak seçilmesi suretiyle ile stator akısının ve momentin doğrudan kontrol edilmesidir. DTC yönteminde, stator akısı ile elektromanyetik moment eşzamanlı olarak kontrol edilmektedir. Parametre duyarlı bir yöntem olduğundan sıcaklık ve manyetik doyma nedeniyle oluşan parametre değişimleri dikkate alınmalıdır.

3.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK)

Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yöntemi, Doğru akım (DA) motorun kontrolüne benzer bir yapıdadır. Bundan dolayı DA motorlardaki gibi yüksek güce sahiptir. Sıfır hız da dahil olmak üzere maksimum moment sağlanmaktadır. AYK, diğer kontrol yöntemlerine göre daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Bu yüzden maliyeti yüksektir. Stator akımının momente dönüşümünü sağlayan q ekseni ile stator akımının akıya dönüşümünü sağlayan d eksenlerine ayrılmasını ve bu bileşenlerinin birbirinden farklı bir yol izlemesini sağlamaktadır. Daha çok YSMSM'lerde kullanılmaktadır. Alan yönlendirmesinin olması için hassas bir rotor konum bilgisine gerek duyulmaktadır. Şekil 3.3' de SMSM'lerde AYK diyagramı gösterilmektedir.

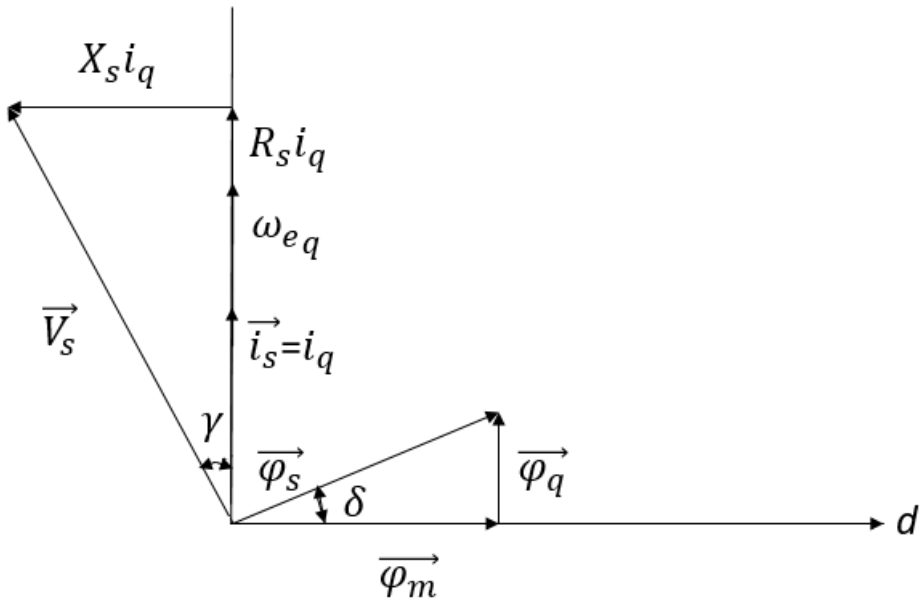


Şekil 3.3. SMSM' lerde AYK diyagramı (Akin ve Bhardwaj, 2010)

Burada, motorun iki faz akımı i_a ve i_b olarak ölçülmektedir. Bu akımlar Clarke Dönüşüm yöntemiyle i_{sa} ve $i_{s\beta}$ bileşenlerine, daha sonra Park Dönüşüm yöntemiyle ise d-q referans düzleminde i_{sd} ve i_{sq} akımlarına dönüştürülmektedir. i_{sd} ve i_{sq} akımları, i_{sdref} (akı referansı) ve i_{sqref} (moment referansı) ile karşılaştırılmaktadır. Bu bileşenler arasındaki fark ise Oransal-Integral kontrolör (PI) yardımıyla V_{sdref} ve

V_{sqref} referans gerilimlerini oluşturmaktadır. Rotor akısı mıknatıslar tarafından belirlendiğinden, SMSM'yi kontrol ederken AYK yöntemiyle i_{sdref} sıfıra ayarlanmaktadır. Sonrasında ise V_{sdref} ve V_{sqref} çıkışlarına uygulanan Ters Park Dönüşümüyle V_{saref} ve $V_{s\beta ref}$ çıkış gerilimleri oluşmaktadır. Bu vektörler Uzay Vektör DGM'nin girişlerini oluşturmaktadır. Bu bloktaki çıkışlar ise sürücüyü çalıştıran sinyallerdir. Oluşan bu sinyaller PWM'deki gecikme sınırını geçip geçmediğine bakılır. Eğer, gecikme sınırını geçmişse, gerilim ters yönde hareket ederek uygun moment ve hız oluşturur (Akin ve Bhardwaj, 2010).

Şekil 3.3'de kullanılan PI Kontrolörü ise; akım denetleyici olarak kullanılmaktadır. Bu kontrolörlerinin çıkışındaki V_{sdref} ve V_{sqref} gerilimlerini kullanarak üç fazlı evirici aracılığıyla stator için gerekli gerilimleri oluşturur. Genellikle PI Kontrolörü, basit yapıya sahip olmasından ve hızlı sonuç alınmasından dolayı kullanılmaktadır.



Şekil 3.4. AYK durum vektör diyagramı (Çelik ve Kürüm, 2012)

Şekil 3.4'de AYK durum vektör diyagramı verilmiştir.

Burada;

γ : güç açısı,

δ : yük açısı,

olarak ifade edilmektedir.

4. EVİRİCİLER

4.1. Giriş

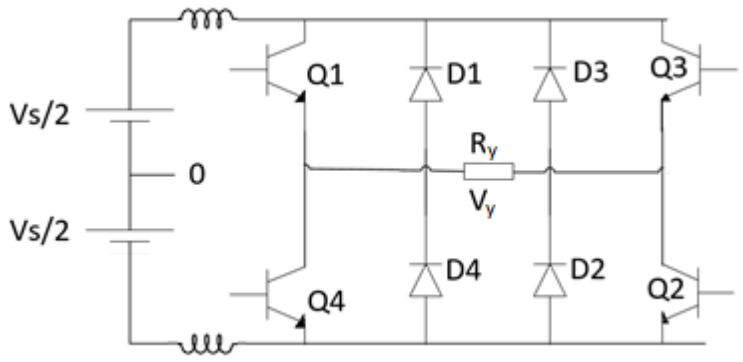
SMSM'lerin beslemesinde; istenilen gerilimde ve frekansta akım ya da gerilim üretilmesini sağlayan eviriciler gerekmektedir. Eviriciler, DA gerilimi AA gerilimine dönüştüren devrelerdir.

- Gerilim Beslemeli Eviriciler,
- Akım Beslemeli Eviriciler,

olmak üzere ikiye ayrılırlar. Eviriciler; kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), AA motor sürücülerde, endüstride, sanayi alanlarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Eviricilerde çıkış gerilimleri sinüzoidal şekilde olmalıdır. Orta ve düşük güçlerde kare dalgaya benzer çıkış kabul edilebilmekle birlikte, yüksek güçte düşük harmonikli sinüzoidal dalga istenir.

4.2. Akım Beslemeli Eviriciler

Akım kaynağından beslenen devrelere akım beslemeli evirici denir. Gerilim kaynağına seri bir şekilde endüktans bağlandığında akım kaynağı oluşabilmektedir. Şekil 4.1'de akım beslemeli evirici devresi gösterilmiştir.

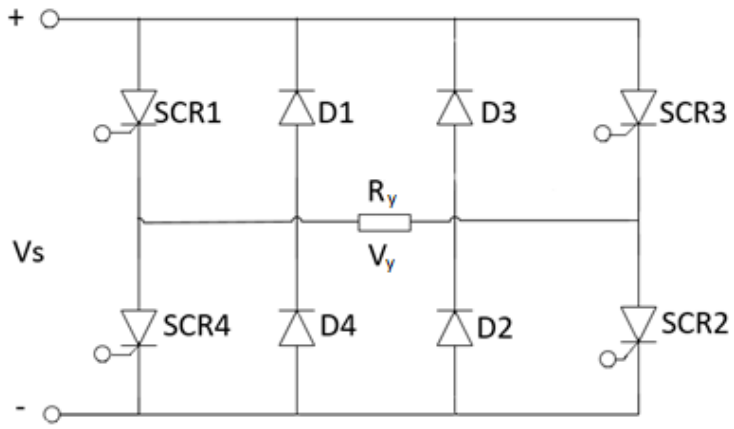


Şekil 4.1. Akım beslemeli evirici

Akım beslemeli evirici devrelerinde DA kaynaktan çıkan giriş akımı sabit olması için bu kaynağa büyük bir endüktans seri bir şekilde bağlanmaktadır. Eviricide bulunan çıkış akımı yüke göre değişmez. Fakat çıkış akımının sabit olması için çıkış gerilimi değiştirilebilir.

4.3. Gerilim Beslemeli Eviriciler

Gerilim kaynağından beslenen devrelere gerilim beslemeli evirici denir. Gerilim beslemeli eviricilerde güç katsayısı, verimle doğru orantılıdır. SMSM' lerde, gerilim beslemeli eviriciler, akım beslemeli eviricilere göre daha çok kullanılmaktadır. Gerilim beslemeli eviricilerin, akım beslemeli eviricilerden farkı; yükün harmoniklere karşı yüksek empedans göstermesidir. Düşük ve orta güçte; gerilim beslemeli eviriciler, yüksek güçte; akım beslemeli eviriciler kullanılmaktadır. Şekil 4.2'de gerilim beslemeli evirici gösterilmiştir.

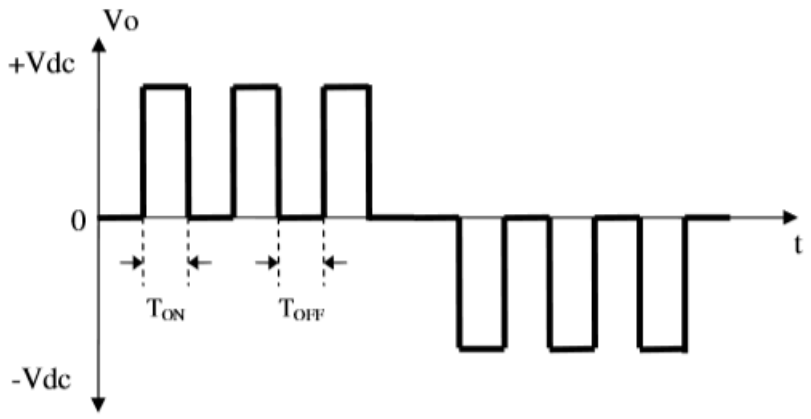


Şekil 4.2. Gerilim beslemeli evirici

Gerilim beslemeli eviricilerde, BJT, GTO, IGBT ve güç MOSFET'leri gibi tam kontrollü yarı iletken anahtarlar, yüksek verim sağlamaktadır. Anahtarlama hızının fazla olması ve harmoniklerin düşük olması, kayıpları azaltarak verimi arttırır. Gerilim beslemeli eviricilerde genelde Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) kullanılmaktadır.

4.3.1. Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM)

Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) eviriciler, istenilen sinyal bant genişliği ve dalga şeklini elde etmek amacıyla kullanılır. Endüstri alanında, haberleşme sistemlerinde, elektrik makineleri gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Çok sayıda DGM türü vardır. AA motorlarının kontrolünde yaygın olarak kullanılanlar; Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM), Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) ve Akım Kontrollü Darbe Genişlik Modülasyonudur. Bunların dışında kare dalga DGM eviriciler de bulunmaktadır. DGM eviricilerde, giriş geriliminin sabit olduğu durumda darbe genişliğinin uygulama süresi anahtarlama elemanlarının açılıp kapatılmasıyla sağlanır (Dehbonei vd., 2004). Şekil 4.3' de Kare Dalga DGM gösterilmektedir.



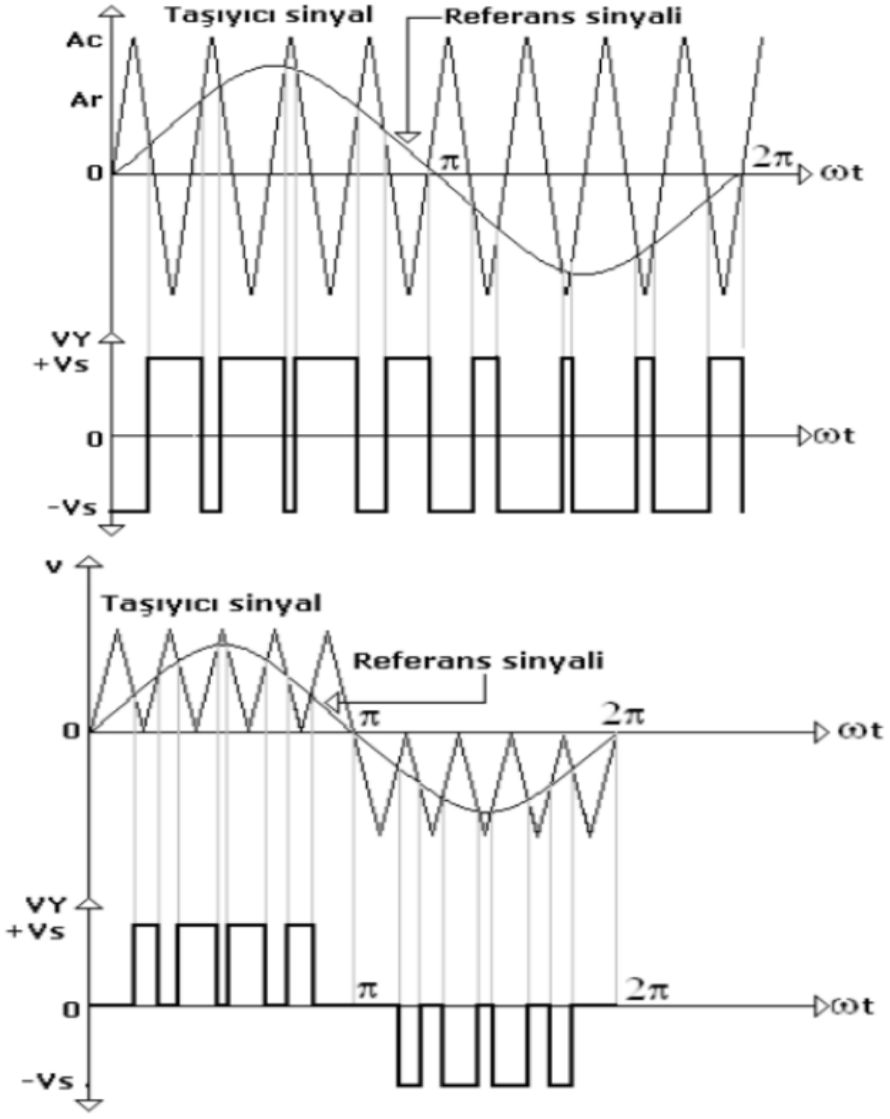
Şekil 4.3. Kare Dalga DGM

Kare Dalga DGM, her periyotta, sinyal genişliği sabit darbe oluşturmaktadırlar. Eviricideki çıkış gerilimi, sinyal genişliğine bağlıdır. Sinyal genişliği değişmediği için denetimi basittir. Fakat harmonikler fazladır. Harmoniği azaltmak için filtre kullanılabilmektedir.

SDGM, eviricide bulunan anahtarların her periyotta sinüs şeklinde dalga oluşturmasını amaçlar. Bunun nedeni çıkışta oluşan gerilimdeki harmoniği azaltmaktır. Kare Dalga DGM' ye göre küçük ölçekli filtreler kullanılabilir. Bu da maliyeti düşürmektedir.

SDGM, sinyaldeki sinüs dalgası ile yüksek frekanstaki taşıyıcı dalganın karşılaştırılması suretiyle darbe dizileri oluşturulması prensibine dayanır. SDGM' deki dalga frekansı çıkıştaki gerilim frekansına bağlıdır.

Üç fazlı SDGM' de dengelenmiş üç fazlı gerilim oluşturmak istenildiğinde; taşıyıcı dalgalar, aralarında 120º fark bulunan üç tane sinüzoidal sinyalle karşılaştırılmaktadır. Bu sinyallerin birbirini kestiği noktalara anahtarlama anı denir. Şekil 4.4' de taşıyıcı sinyal ve referans sinyalinin karşılaştırılması gösterilmektedir.



Şekil 4.4. Taşıyıcı sinyal ve referans sinyalinin karşılaştırılması

SDGM' de, distorsiyon etkisi ve harmonikler büyük oranda iyileştirilir. Bu nedenle, çıkış geriliminde kayıplara sebep olan zaman harmonikleri ortaya çıkmamaktadır.

4.3.2. Uzay vektör Darbe genişlik Modülasyonu

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM), sıkça tercih edilen DGM çeşitlerinden biridir. UVDGM'ler analog yöntemlerin dijital hale getirilmesiyle oluşan modülasyonlardır. UVDGM'ler, SDGM'ye oranla yüksek gerilimlere çıkabilmektedir. UVDGM'ler, düşük derecede anahtarlama frekansında çalışabilmektedirler. Anahtarlama kaybı düşüktür. Dezavantajı ise; Çok seviyeli eviricilerde seviye derecesi arttırıldığında koordinatları karmaşık bir hal almakta ve hesaplamada güçlük yaşanabilmektedir.

Durağan referans çatıdaki gerilimin uzay vektörü aşağıdaki gibidir (Shrivastava ve ark, 2001).

Üç fazlı sistemdeki faz gerilimleri, V_a(t), V_b(t) ve V_c(t) olarak yazıldığında;

$$V(t) = \frac{2}{3}[V_a(\mathrm{t}) + V_b(\mathrm{t})\alpha + V_c(\mathrm{t})\alpha^2] \quad (4.1)$$

burada $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 'tür.

Faz-nötr gerilimlerine Clarke Dönüşümü uygulandığında oluşan matris;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Yukarıdaki gibidir.

Üç fazlı sinüzoidal besleme için ;

$$V_a(t) = V_s\, sin(2\pi f_s t) \quad (4.3)$$

$$V_b(t) = V_s \sin(2\pi f_s t - (2\pi/3) \quad (4.4)$$

$$V_c(t) = V_s \sin(2\pi f_s t - (4\pi/3) \quad (4.5)$$

denklemler yukarıdaki gibidir.

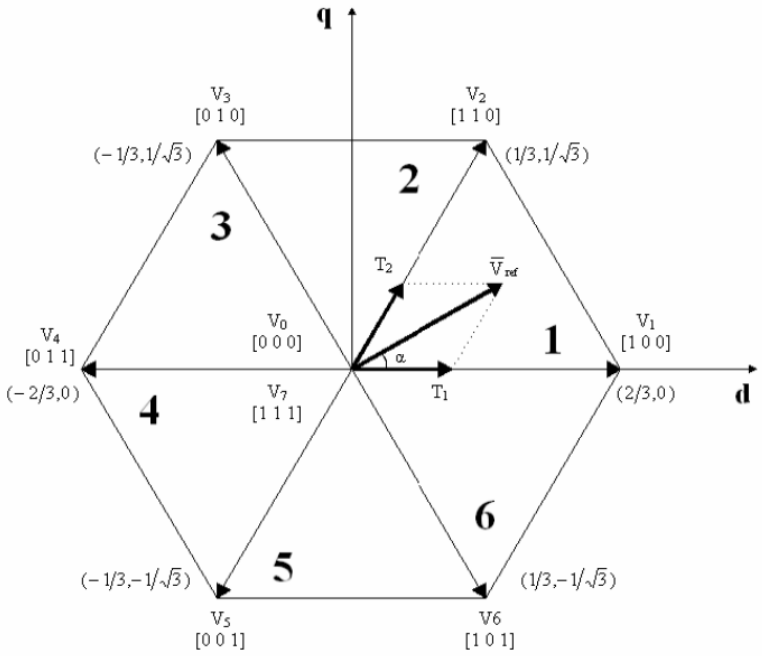
Üç fazlı gerilimleri dengelenmiş olarak kabul edersek;

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad (4.6)$$

olmaktadır.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı gerilim kaynaklı eviricide sekiz çalışma durumu için gerilim vektörünün sabit çatıda kendisine komşu olan iki sıfır olmayan vektörü ve iki sıfır vektörü ile ifade edilmesi temeline dayanır (Erken, 2014).

$$\overrightarrow{V_{ref}} = V_\alpha + V_\beta = \frac{2}{3}(V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (4.7)$$



Şekil 4.5. Durağan referans çatıda anahtarlama vektörleri ve anahtarlama bölgeleri (Erken,2014)

Şekil 4.5'te durağan referans çatıda evirici durumlarının ifadesi gösterilmektedir. Anahtarlamanın açılıp kapanma durumuna göre $(V_1 - V_6)$' ya kadar d-q ekseninde 6 adet aktif gerilim vektörü vardır. Aralarındaki açı 60º'dir ve ($V_0 - V_7$) vektörleri ise 2 adet sıfır gerilim vektörüdür. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunun amacı, sekiz anahtarlama düzeneğiyle referans gerilim vektörü V_{ref} 'i yaklaşık olarak bulmaktır. Bundan dolayı küçük T_s' lik bir anahtarlama periyodunda, inverterde oluşan çıkış gerilimi sabit olarak kabul edilmektedir (Doğan, 2006).

Gerilim vektörü, denklem (4.8)' de verilmiştir.

$$\overrightarrow{V_k} = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & k = (1,2 \dots ,6) \\ 0 & k = (0,7) \end{cases} \quad (4.8)$$

Anahtarlama gerilim vektörleri ve referans gerilim vektörünün konumu;

$$V_{sref} = \left|V_{sref}\right| e^{\alpha sref} = V_{sDref} + j\, V_{sQref} \quad (4.9)$$

denklemidir.

V_{ref} : Her T_s anahtarlama periyodundaki uzay vektörlerinin ortalamasıdır.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda Şekil 4.5'te görülen $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü, altı bölgenin her birinde 0 ve 7 sıfır vektörleri ile bitişik sıfır olmayan iki gerilim vektörünün ağırlıklı ortalamasının bir birleşimi olarak ifade edilebilir. Her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör, bu dört evirici durumu arasındaki anahtarlamayla oluşturulabilir (Erken, 2014).

$\overrightarrow{V_{ref}}$ vektörünün, k bölgesinde olduğu varsayılırsa bitişik vektörler $\overrightarrow{V_k}$ ve $\overrightarrow{V_{k+1}}$ olarak kabul edilir.

İyi derecede harmonik gücü ve düşük seviyede anahtarlama oluşturmak için tüm geçişlerde eviricideki tek bir kolun sırayla anahtarlanması şeklinde gerçekleşmektedir. Bu sıra $\overrightarrow{V_0}$ $\overrightarrow{V_k}$ $\overrightarrow{V_{k+1}}$ $\overrightarrow{V_7}$ $\overrightarrow{V_7}$ $\overrightarrow{V_{k+1}}$ $\overrightarrow{V_k}$ $\overrightarrow{V_0}$ şeklindedir.

Anahtarlama sıfır ile başlayıp, aynı doğrultuda hareket ederken tekrar sıfıra ulaştığında $\frac{T_s}{2}$ süresi tamamlanmış olur. Tekrardan sıfır ile başlayıp, ters doğrultuda hareket ederse T_s tamamlanmış olur.

UVDGM' de sıfır ve sıfır olmayan haldeki süreler hesaplandığında; herhangi bir k bölgesi için $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü aşağıdaki gibi olur (Erken, 2014).

$$\int_0^{\frac{T_s}{2}} \overrightarrow{V_{ref}}\, dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \overrightarrow{V_0}\, dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \overrightarrow{V_k}\, dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \overrightarrow{V_{k+1}}\, dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_s}{2}} \overrightarrow{V_7}\, dt \quad (4.10)$$

$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_s/2$ ve $\overrightarrow{V_0} = \overrightarrow{V_7}$ değerleri yerine yazıldığında;

$$\overrightarrow{V_{ref}} \frac{T_s}{2} = \overrightarrow{V_k} T_k + \overrightarrow{V_{k+1}} T_{k+1} \quad (4.11)$$

Denklem (5.8) yerine yazıldığında $\overrightarrow{V_{ref}}$;

$$\overrightarrow{V_{ref}} = V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k)\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (4.12)$$

$\overrightarrow{V_{ref}} = V_a + jV_\beta$ olarak yazıldığında ;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

olarak gösterilmektedir.

$\overrightarrow{V_{ref}}$ vektörünün açısı α, $\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{3}$ değerleri arasındadır.

T_k ve T_{k+1} süreleri ise;

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$\overrightarrow{V_{ref}}$ vektörünün α açısıyla hareket ettiğini düşündüğümüzde, $\alpha = \omega t$ olarak;

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \left|\overrightarrow{V_{ref}}\right| e^{j\omega t} = \left|\overrightarrow{V_{ref}}\right| [\cos(\omega t) + j\ \sin(\omega t)] \quad (4.15)$$

Denklem (4.14) 'ü yerine yazdığımızda;

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}} \left|\overrightarrow{V_{ref}}\right| = \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

T_k ve T_{k+1} süreleri denklemdeki gibi olmaktadır.

İstenen temel çıkış bileşeninin tepe değerinin altı adımlı çalışma durumunda oluşturulan temel çıkış gerilimine oranı, modülasyon indeksi olarak tanımlanmaktadır (Erken,2014).

$$m = \frac{\pi}{2}\frac{\left|\overrightarrow{V_{ref}}\right|}{V_{dc}} \quad (4.17)$$

T_k ve T_{k+1} süreleri tekrardan düzenlendiğinde;

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m\frac{\sqrt{3}}{\pi}T_s \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

olarak ifade edilmektedir.

5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DENGESİZ YÜKLER

5.1. Giriş

Elektrik motorlarında çoğunlukla arızalar; dengesiz yükten ve eksen kaçıklığından kaynaklanmaktadır. Dengesizlik, rotor üzerinde oluşan merkezkaç kuvvetinin titreşiminden veya rotordaki kütle merkezinin dönme merkezinden uzaklaşmasından kaynaklanmaktadır (Özdemir, 2015).

5.2. Eksen Kaçıklığından Kaynaklanan Dengesiz Yükler

En önemli arızalardan biri de elektrik motorlarında oluşan eksen kaçıklığıdır. Dengesiz yükten dolayı eksende oluşan eğiklik ve hassasiyetin çok iyi olmaması durumu eksen kaçıklığına sebep olmaktadır (Özelgin, 2006). Ayrıca hatalı montaj, burulma kuvvetinden kaynaklanan gerilmeler, sıcaklık değişimleri, titreşimler gibi sorunlar da eksen kaçıklığını etkilemektedir (Yücel, 2018).

Eksen kaçıklığında, stator ve rotorun arasında bulunan havanın eşit olarak dağılmaması söz konusudur (Vas, 1993). Eksen kaçıklığı;

- Statik eksen kaçıklığı (SEK),
- Dinamik eksen kaçıklığı (DEK),
- Karma eksen kaçıklığı (KEK),

olmak üzere üçe ayrılmaktadır (Polat, 2013). Şekil 5.1'de eksen kaçıklığı çeşitleri gösterilmektedir.



a) b) c)

Şekil 5.1. Eksen kaçıklığı a)Statik eksen kaçıklığı b)Dinamik eksen kaçıklığı c)Karma eksen kaçıklığı (Kara, 2017)

Eksen kaçıklığı motorda;

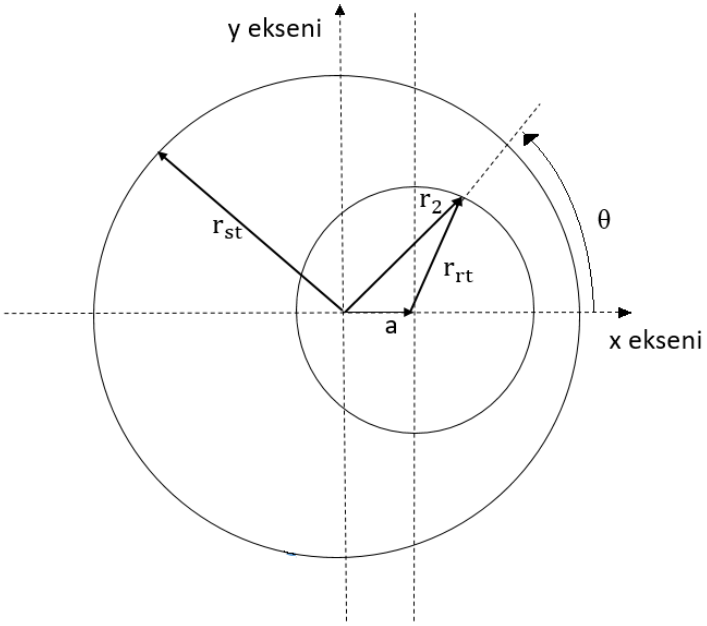
- Hava aralığında meydana gelen akı yoğunluğunun harmonik bileşenlerinde genliklerin artması,
- Momentte artış,
- Momentteki ortalama değerinde azalış,
- Kayıplardaki artış nedeniyle verimin azalması,
- Yüksek derece sıcaklık,
- Gürültü artışı

gibi sorunlara yol açmaktadır (Polat, 2013).

5.2.1. Statik Eksen Kaçıklığı

Rotorun dik veya yatay eksende durağan bir miktarda kaymasıdır. Eksen kaçıklığında meydana gelen minimum hava aralığı zamana bağlı olarak değişmemektedir. Hava aralığının az olduğu yöne doğru sabit bir itme kuvveti oluşturmaktadır (Özelgin, 2006).

Statik eksen kaçıklığı (SEK) durumunda, minimum radyal hava boşluğu uzunluğunun konumu uzayda sabittir. Örneğin, statik eksen kaçıklığı, stator çekirdeğinin ovalliği veya devreye alma aşamasında rotor veya statorun yanlış konumlandırılması nedeniyle olabilir (Cameron, 1986). SEK Şekil 5.2'de gösterilmektedir.



Şekil 5.2. Statik eksen kaçıklığı (Özelgin, 2006)

Stator nüvesinin tam dairesel bir şekle sahip olmaması veya rotorun hatalı yerde olması statik eksen kaçıklığına neden olabilir (Kara, 2017). Statik eksen kaçıklığından dolayı oluşan hava aralığının rotordaki değişimini bulmak için koordinat sistemini statordaki merkeze göre konumlarsak stator yarıçapı, r_{st} (m) ve rotor yarıçapı; r_{rt} (m) olmaktadır. θ=0 olduğunda, rotorun ağırlık noktası, statorun ağırlık noktasından a (m) kadar uzaklaştırıldığında eksen kaçıklığına neden olmuştur. Koordinat eksenine göre statordaki iç yüzey $r_1(\mathrm{m})$, rotordaki dış yüzey $r_2(\mathrm{m})$ olduğunu varsayıldığında rotorun dış yüzeyi ;

$$r_1 = r_{st} \tag{5.1}$$

olur (Özelgin, 2006).

Rotordaki iç yüzeyi r_2 olduğunda, x ve y koordinatlarına göre;

$$x = r_2 \cos\theta \tag{5.2}$$

$$y = r_2 \sin\theta \tag{5.3}$$

Rotorun yarıçapı koordinat eksenine göre;

$$(x-a)^2 + y^2 = {r_{rt}}^2 \tag{5.4}$$

Denklem (5.2) ve (5.3)'te bulunan değerler yerine yerleştirildiğinde;

$$(r_2.\cos(\theta) - a)^2 + \ (r_2.\sin(\theta))^2 = {r_{rt}}^2 \tag{5.5}$$

$$r_2 cos^2(\theta) - 2.a.r_2.\cos(\theta) + a^2 + r^2.sin^2(\theta) = {r_{rt}}^2 \tag{5.6}$$

$${r_2}^2 - 2.a.r_2.\cos(\theta) + a^2.cos^2(\theta) = \ r_{rt} - a^2 + a^2.cos^2(\theta) \tag{5.7}$$

$$r_2 - a.\cos(\theta) = \sqrt{r_{rt}^2 - \mathrm{a}^2.(1 - \cos^2(\theta))} \tag{5.8}$$

$$r_2 = r_{rt}\,.\sqrt{1 - \frac{a^2}{r_{rt}^2}.\sin^2(\theta) + a.cos(\theta)} \tag{5.9}$$

a değeri r_{rt} değerinden çok küçük olduğundan dolayı ihmal edildiğinde yeni denklem;

$$r_2 = r_{rt} + +a.cos(\theta) \tag{5.10}$$

olarak ifade edilmektedir.

5.2.2. Dinamik Eksen Kaçıklığı

Dinamik eksen kaçıklığı (DEK), statik ve moment dengesizliğinden kaynaklanmaktadır. Dinamik dengesizlik, iki düzlem üzerinde ve rotorun dönmesi esnasında oluşan titreşimin ölçülmesiyle tespit edilir (Özdemir, 2015).

DEK, milin bel verdiği, yatakların aşındığı hallerde meydana gelmektedir. Rotor, statorun dönme ekseni etrafındaki dönüşüyle, rotordaki pozisyon ve hava aralığı statik eksen kaçıklığındaki gibi sabit olmamaktadır (Polat, 2013).

DEK, rotorun merkezi dönme merkezinde olmadığında ve minimum hava boşluğu rotorla birlikte döndüğünde meydana gelir. Bu, dinamik eksen kaçıklığının yer ve zamanın bir işlevi olduğu anlamına gelir. DEK, bükülmüş bir şaft, kritik hızlarda mekanik rezonanslar veya yatak aşınması ve hareketinden kaynaklanabilir. Ayrıca yüksek seviyede statik eksen kaçıklığı, kabul edilemez dengesiz manyetik çekme seviyeleri üretebilir. Bu da şaft esnemesine ve dinamik kaçıklığa neden olabilir. Böylece rotor ve stator arasında sürtünme riskini artırabilir (Cameron, 1986).

DEK ile SEK arasındaki fark, SEK'te en küçük hava aralığıyla rotorun birlikte hareket etmesidir. DEK denklemi denklem 5.11'de gösterilmektedir (Özelgin, 2006).

$$\lambda_{de} = \frac{1}{\delta}(\lambda_0 + \lambda_1 \cos(\theta - w_r t) + \lambda_2 \cos(2(\theta - w_r t)) + \cdots) \quad (5.11)$$

λ : iletkenlik

t : zaman olarak gösterilmektedir.

5.2.3. Karma Eksen Kaçıklığı

SEK ve DEK'in birleşmesinden oluşmaktadır. Böylece hava aralığındaki akı yoğunluğu değişkenlik göstererek, harmonik oluşturmaktadır. Bu durumda eksen kaçıklığı ana frekanstaki yan bantlarda görülmektedir (Kara, 2017). Yan bant frekansı (Ebrahimi ve ark., 2009) ;

$$f_{eksen=}\left[1 \pm \left(\frac{2k-1}{p}\right) fs\right] \quad (5.12)$$

denklemine göre hesaplanmıştır. Burada k; 1, 2, 3, ... arasında bir tamsayıdır.

fs; besleme frekansıdır.

5.3. Yük Dengesizliğinden Kaynaklanan Dengesiz Yükler

Yük dengesizliğinden kaynaklanan dengesiz yük; motordaki ağırlık merkezinin, dönme merkezinden farklı olmasıyla oluşmaktadır. Denge anında oluşan salınım sonucu titreşimler meydana gelmektedir. Rotor veya mekanik yük dengesizliği, bir yatak veya mil kusurundan dolayı yüksek hızlarda, mekanik arızaya neden olabilecek titreşim üretir. Arızayı önlemek ve mekanik titreşimi en aza indirmek için, dönen dengesizlik miktarı gerçek zamanlı olarak tespit edilmelidir.

SMSM sürücüsünün elektriksel ve mekanik olaylarını mekanik dengesizlikle analiz etmek için, mekanik sistem Şekil 5.3'de gösterildiği gibi modellenebilir. Mekanik sistem olduğu varsayımıyla balans, yatay dönme ekseni boyunca kabul edilir, hareketi denklem (5.13)'te gösterilmektedir (Kim, 2008). SMSM'nin rotor dengesizliği veya dinamik bir eksen kaçıklığı gibi mekanik bir sistemdeki dengesizlik, yüksek hızlarda mekanik arızanın ana nedeni olan m_u toplam dengesizlik kütlesi olarak ifade edilmektedir. Ayrıca, toplam moment, J_{mL} motor ve yük momentinden oluşmaktır. Yerçekimi kuvveti, dengesiz kütle m_u ve yerçekimi ivmesi g'den oluşmaktadır. Dönen parçaların merkezinden *e* kadar bir mesafe ile yerleştirilen ağırlık kuvveti, dönüş yönünün tersine bir moment üretmektedir. Mekanik rotor pozisyonu θ_{rm}'dir. Dönel sürtünme terimi $b\dot{\theta}_{rm}$ viskoz sönümleme sabitidir ve mekanik rotor hızı ile belirlenir. Hareket denklemi (5.13)'de gösterilmektedir.

$$J_t\,\ddot{\theta}_{rm} + b\dot{\theta}_{rm} = T_e\; m_u e g \sin\theta_{rm} \qquad (5.13)$$

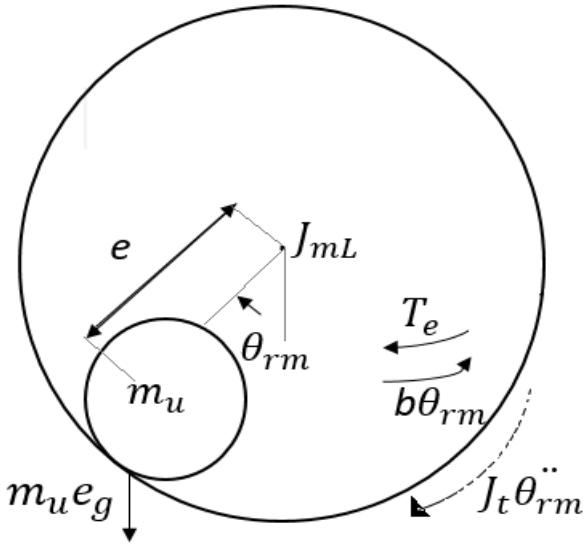
Burada,

$b\theta_{rm}$; viskoz sönümleme sabiti ,

J_t : toplam eylemsizlik momenti,

m_u; dengesiz yükün yerçekimi kütlesi,

olarak ifade edilmektedir



Şekil 5.3. Yatay eksendeki dengesizlik durumundaki mekanik sistem (Kim,2008)

Sabit hızın ideal olarak sonsuz bir bant genişliğine sahip bir hız regülatörü tarafından sağlandığı varsayılmaktadır. $J_t\,\ddot{\theta}_{rm}$, atalet terimi ihmal edildiğinde toplam atalet momenti $J_t = J_{mL} + m_u\,\mathrm{e}^2$ olmaktadır. Sabit rotor hızında dönel sürtünme terimi $b\dot{\theta}_{rm}$'dir. Motorun elektromanyetik momenti aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = m_u e g \sin\theta_{rm} + b\dot{\theta}_{rm} \tag{5.14}$$

5.3.1. Dengesiz Yükte SMSM'de Sabit Hızda Stator Akımları

Stator akımı harmonik bileşenleri, dengesizlik gibi dinamik bir dış merkezliliğin işaretidir. Bir dengesizlik altında bir SMSM için stator akımı harmoniğinin frekansı; f_u , elektrik frekansı; f_e mekanik rotor frekansı; f_{rm} olduğunda denklem;

$$f_u = f_e \pm k f_{rm} \qquad k=1,2,3\ldots \tag{5.15}$$

Teorik olarak, dengesizlik altındaki sabit hızlarda harmonikler aşağıdaki gibi elde edilebilir. SMSM'deki manyetik akı; φ_M ve q ekseni akımı; i_{sq} kutup sayısı; p olduğunda;

$$T_e = \frac{3}{4} p \, \varphi_M i_{sq} \tag{5.16}$$

Sabit hızda dengesizlik için, Denklem (5.16)'daki elektromanyetik moment Te ile Denklem (5.14)'deki yük momentini q eksen akımına yerleştirdiğimizde;

$$i_{sq} = J \frac{4}{3p \, \varphi_M} (m_u e g \sin \theta_{rm} + b\dot{\theta_{rm}}) \tag{5.17}$$

elde edilmektedir.

SMSM için Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) durumunda, d ekseni akımının sıfır olduğu yerde yalnızca q ekseni vardır. Akım başına maksimum moment üretir. Bu nedenle stator akım vektör denklemi;

$$i_{sdq} = \mathrm{J} \frac{4}{3p \, \varphi_M} (m_u e g \sin \theta_{rm} + b\dot{\theta_{rm}}) \tag{5.18}$$

Rotor kısmındaki stator akımı ;

$$i_{sdq} = \frac{4}{3p \, \varphi_M} \left\{ \frac{m_u e g}{2} cos\,(\theta_r - \theta_{rm}) + b\dot{\theta_{rm}} \, cos\,(\theta_r + \pi) + \frac{m_u e g}{2} cos\,(\theta_r + \theta_{rm}) \right\} + \mathrm{J} \frac{4}{3p \, \varphi_M} \left\{ -\frac{m_u e g}{2} sin\,(\theta_r - \theta_{rm}) + b\theta_{rm} \, sin\,(\theta_r + \pi) + \frac{m_u e g}{2} sin\,(\theta_r + \theta_{rm}) \right\} \tag{5.19}$$

olarak gösterilmektedir.

Stator faz akımı, Ters Clarke dönüşümüyle;

$$i_{as} = \frac{4}{3p \, \varphi_M} \left\{ \frac{m_u e g}{2} \cos\,(\theta_r - \theta_{rm} + \pi) + b\dot{\theta_{rm}} \cos\,(\theta_r + \pi) + \frac{m_u e g}{2} \cos\,(\theta_r + \theta_{rm}) \right\} \tag{5.20}$$

$$i_{bs} = \frac{4}{3p\,\varphi_M}\left\{\frac{m_u eg}{2}\cos\left(\theta_r - \theta_{rm} + \frac{1}{3}\pi\right) + b\dot{\theta_{rm}}\cos\left(\theta_r - \frac{1}{6}\pi\right) + \frac{m_u eg}{2}\cos\left(\theta_r + \theta_{rm} + \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \quad (5.21)$$

$$i_{cs} = \frac{4}{3p\,\varphi_M}\left\{\frac{m_u eg}{2}\cos\left(\theta_r - \theta_{rm} - \frac{1}{3}\pi\right) + b\dot{\theta_{rm}}\cos\left(\theta_r + \frac{7}{6}\pi\right) + \frac{m_u eg}{2}\cos\left(\theta_r + \theta_{rm} + \frac{2}{3}\pi\right)\right\} \quad (5.22)$$

olarak gösterilmektedir.

Örneğin; 3 Hz mekanik rotor frekansında 0,5 kg dengesizlik altında 24 kutuplu ve 36 Hz elektrik rotor frekansına sahip SMSM için, denklem 5.15'e göre faz akımının ana yan bantları; $\theta_r - \theta_{rm} = 33Hz$ ve $\theta_r + \theta_{rm} = 39Hz$ elde edilmektedir.. Viskoz sönümleme sürtünmesi ($b\dot{\theta_{rm}}$) nedeniyle, temel akım $36Hz$'dir. Faz akımıyla, $m_u e$ doğru orantılıdır.

6. UYARLAMALI HARMONİK ENJEKSİYON ALGORİTMASI

6.1. Dengesiz Yüklü SMSM'nin Moment Analizi

SMSM'lerde moment dalgalanmaları rotor pozisyonuna göre periyodik olarak değişir ve hız dalgalanması olarak ortaya çıkar. Bu nedenle, hız dalgalanmalarının bastırılmasında en etkili yöntemlerden biri, motora uygun akım harmoniklerinin enjekte edilmesidir.

Denklem (5.16) ve (5.17)'e göre SMSM'de dengesiz yükten kaynaklanan dalgalanmalar mekanik rotor frekansında oluşmaktadır. Bu nedenle motora bu frekansta harmonik akımlar enjekte edilmesi suretiyle dalgalanmalar azaltılabilir. Enjekte edilecek harmonik;

$$x_h = x_m \sin(h\theta + \phi) \tag{6.1}$$

Burada, h; harmonik mertebesini, x_m; enjekte edilen harmoniğin genliğini ve ϕ faz açısını göstermektedir.

$$x_m \sin(h\theta + \phi) = x_m[\sin(h\theta)\cos(\phi) + \sin(\phi)\cos(h\theta)] \tag{6.2}$$

Burada $x_m \cos(\phi)$ yerine w_1, $x_m \sin(\phi)$ yerine de w_2 yazılacak olursa

$$x_m \sin(h\theta + \phi) = w_1 \sin(h\theta) + w_2 \cos(h\theta) \tag{6.3}$$

elde edilir. Görüldüğü gibi, herhangi bir harmonik mertebesi için, sinüs ve kosinüs terimlerinin uygun değerlerle ağırlıklandırılması halinde, istenen genlikte ve fazda harmonik bir bileşen elde edilebilir. Uygun değerler ağırlık olarak adlandırılır. Ağırlık değerlerinin belirlenmesinde Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyon algoritması kullanılır. Görüldüğü gibi, herhangi bir harmonik mertebesi için, sinüs ve kosinüs terimlerinin uygun değerlerle ağırlıklandırılması halinde, istenen genlikte ve fazda harmonik bir bileşen elde edilebilir. Uygun değerler ağırlık olarak adlandırılır. Ağırlık

değerlerinin belirlenmesinde Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyon (UHE) algoritması kullanılır.

6.2. Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyon Algoritması

Uyarlamalı Harmonik Enjeksiyon (UHE) algoritması, birden fazla alt verinin karar değerlerini doğrusal olarak birleştirmeyi temel almaktadır. Karar değerleri, bu değerleri açıklayan dışbükey kümeler üzerinde dikey izdüşümler yapılmasına dayanan aktif bir birleştirme yöntemine göre çevrimiçi olarak güncellenen ağırlıklar ile doğrusal olarak birleştirilir. Yukarıda bahsedilen alt değerler, önerilen şemada motora enjekte edilecek harmoniklerin sinüs ve kosinüs bileşenleridir.

Önerilen yöntemde, h_1, h_2,…. h_h harmonik mertebelerinin genlik ve faz değerleri, UHE algoritması kullanılarak her harmonik için sinüs ve kosinüs bileşenlerinin ağırlıklandırılmasıyla belirlenir. Hata terimi olarak, hız hatası kullanılır. UHE algoritmasında, enjekte edilen harmonik bileşenler $H_i(\mathrm{x}, \mathrm{n})$, θ'ya göre değiştiğinden, herhangi bir an için farklı değerler alırlar. Böylece harmonik bileşenlerin ağırlıkları, hız hatasındaki bir artış veya azalışa olan katkılarına göre güncellenir. Başlangıçta tüm ağırlıklar sıfır olarak kabul edilir ve test sırasında UHE algoritması kullanılarak sürekli güncellenir.

Yöntemde i_q akımına UHE yöntemiyle harmonik akım enjekte edilmektedir. Enjekte edilen harmonik, mekanik motor frekansı olan f_e/p frekansındadır. Denklem (6.3)'te ifade edilen w_1 ve w_2 ağırlık değerleri hız hatasını minimize edecek şekilde ağırlıklandırılarak uygun harmonik sinyal elde edilmektedir.

6.2.1. Ağırlık Güncelleme Algoritması

Bileşik değerin , farklı harmoniklere karşılık gelen N kadar birçok alt-değerlerden oluştuğunda: H_1, H_2,…, H_N'dir. Örneğin bir x giriş olarak alındıktan sonra, her bir veri, sıfır-ortalama değerine eşit olduğunda H (x, n)ϵ R olacaktır.

$$H(x,n) = [H_1(x,n) \dots H_N(x,n)]^T \quad (6.4)$$

Burada n, harmoniklerin zaman adım vektörü,

$$w(x,n) = [w_1(x,n) \dots w_M(x,n)]^T \quad (6.5)$$

ağırlık vektörü olarak gösterilmektedir.

$$\hat{y}(x,n) = H^T(x,n)w(n) = \sum_i w_i(n)H_i(x,n) \quad (6.6)$$

n adımındaki herhangi bir harmoniğin bileşik değerinin y(x,n)'nin bir tahmini olarak ve hata vektörü ise, $e(x,n)$ ise $e(x,n) = y(x,n) - \hat{y}(x,n)$'dir.

Ortalama karesel hata minimize edilerek ağırlıklar güncellenir.

$$min_{wi}E[(y(x,n) - \hat{y}(x,n))^2] \qquad i=1,\dots.N \quad (6.7)$$

E; beklenti operatörüdür. Ağırlığın türevi alındığında;

$$\frac{\delta E}{\delta w} = -2E[(y(x,n) - \hat{y}(x,n))H_i(x,n)] = -2E(e(x,n)H_i(x,n)) \quad i = 1, \dots N \quad (6.8)$$

Sıfıra eşitlendiğinde;

$$-2E\big(e(x,n)H_i(x,n)\big) = 0 \qquad i = 1, \dots N \quad (6.9)$$

bir N denklem grubu elde edilir. Bu denklem grubunun çözümüne Wiener çözümü denir. Eşitlik çözüldüğünde;

$$w(n+1) = w(n) + \rho E[(e(x,n)H_i(x,n)\,] \qquad i = 1, \dots N \quad (6.10)$$

Burada, ρ: adım genişliğidir..

Denklem 6.10' daki adım büyüklüğü değiştirilebilir.

$$\frac{\mu}{\|H(x,n)\|^2} \tag{6.11}$$

normalize edilmiş EKK algoritmasında olduğu gibi

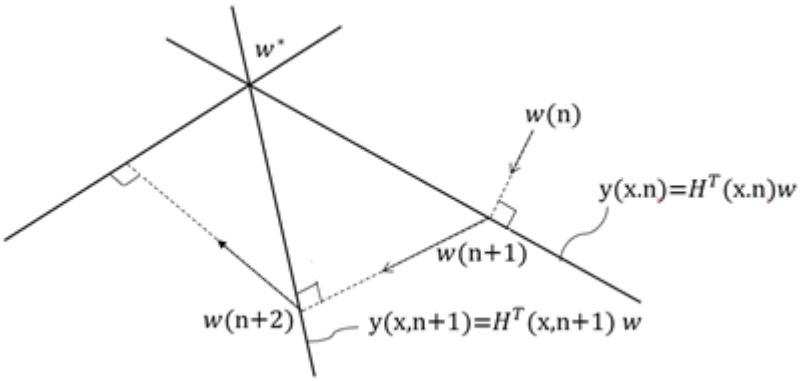
$$w(n+1) = w(n) + \mu \frac{e(x,n)}{\|H(x,n)\|^2} H(x,n) \tag{6.12}$$

elde edilir. Eşitlikteki μ, güncelleme parametresidir. Bu algoritmanın temel avantajı, benzer yöntemlerle karşılaştırıldığında, hata terimine dayanan kontrollü geri besleme mekanizmasına sahip olmasıdır. Harmoniklerin ağırlıkları Denklem (6.12)'ye göre çevrimiçi, kontrollü ve hızlı bir şekilde uyarlamalı olarak güncellenir.

6.2.2. Geometrik Yorumlama

Şekil 6.1'daki ağırlık vektörleri, birleşim merkezine ulaşan y[x,n] değerlerine karşılık gelir. Bu değerler hiper düzlem denkleminin eşik değerlerini tanımlayan $\hat{y}(x,n) = H^T(x,n)w(n)$ eşitliğine göre güncellenir. Şekildeki çizgiler $R_M{}'$deki hiper düzlemleri temsil eder. Ağırlıklar, bir döngü ile hiper düzlemlerin kesişim noktası w^* 'ya yakınsaması sonucu elde edilir. Yeni bir harmonik değeri hesaplandığında, y[x,n] 'e dayanarak, birleşim merkezine ulaşan değer, R_M'deki başka bir hiper düzlem olarak tanımlanır.

$$\hat{y}(x,n+1) = H^T(n+1)w(n) \tag{6.13}$$



Şekil 6.1. Geometrik yorumlama (Erken, 2015)

Şekil 6.1'de görüldüğü gibi, bu yeni hiper düzlem muhtemelen motorun çalışma koşulları dinamik olarak değiştiğinden $\hat{y}(x,n) = H^T(n)w(n)$ hiper düzlemi ile aynı olmayacaktır. Bir sonraki ağırlık $w(n+2)$, Denklem 6.13' deki hiper düzlem üzerine $w(n+1)$ 'in izdüşümü olarak belirlenir. Yakınsama miktarı Denklem 6.12' daki güncelleme katsayısı μ ile ayarlanır.

7. BENZETİM SONUÇLARI

7.1. SMSM'nin AYK Benzetim Sonuçları

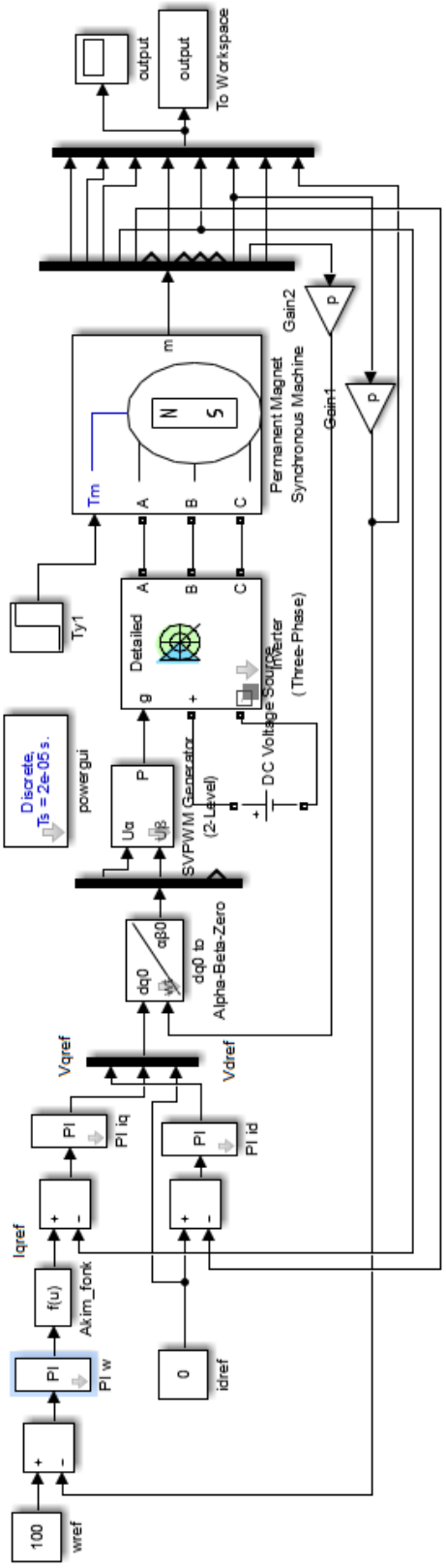
Elektrik makinalarının kontrolü ve çalışma performansının anlaşılması amacıyla makinaya gerçek zamanlı deneyler yapılmadan önce makinanın bilgisayar ortamında benzetimi yapılarak makinanın farklı çalışma koşullarındaki davranışlarını incelemek bu alanda çalışanlar tarafından sıklıkla tercih edilen bir yöntemdir. Bu şekilde hem deney düzeneğini oluşturmak için gerekli masraf ve zaman kaybının oluşması engellenmiş olacak, hem de makina ve sürücü sistemi olası bir hasardan korunmuş olacaktır.

Bu çalışmada da öncelikle SMSM'nin AYK ile kontrolünün benzetimi Matlab/Simulink yazılımı kullanılarak yapılmıştır. Benzetimde kullanılan motorun parametreleri Tablo 7.1'de verilmiştir. Benzetim çalışmalarında örnekleme zamanı Ts=2e-5 s olarak alınmış, eviricinin DA link gerilimi 100 V olarak kabul edilmiştir.

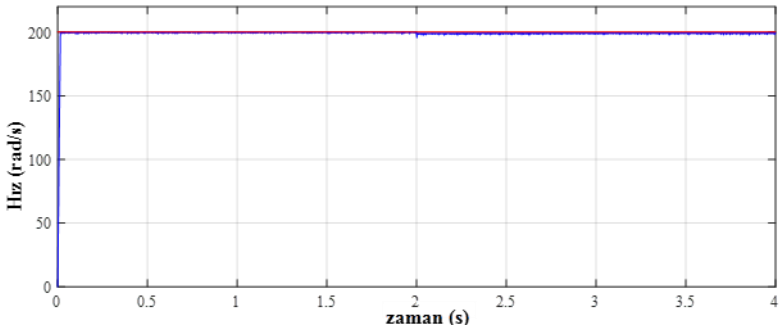
Motora uygulanan kontrol yönteminin test edilmesi amacıyla motorun farklı yük ve hız koşullarında hız, moment, faz akımları, dq eksen akımları gibi parametreleri irdelenmiştir. Ayrıca hızın ani veya yavaş değişimlerinde ve yükün ani değişimlerinde motorun performansı analiz edilmiştir. Şekil 7.1'de SMSM'nin Matlab/Simulink kullanılarak AYK ile benzetimi görülmektedir.

Tablo 7.1.*Motor Parametreleri*

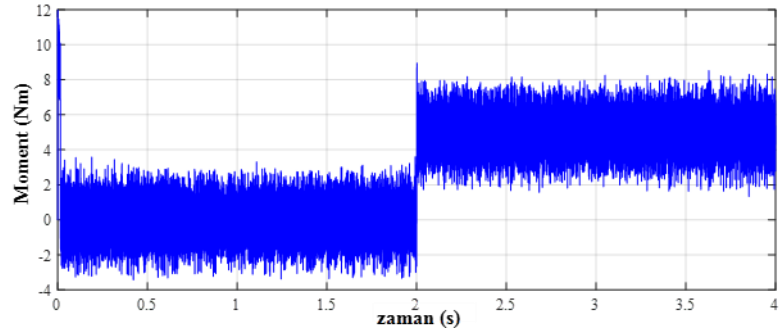
Anma Gücü	4 kw
Anma Hızı	2000 dev/dk
Endüvi Direnci	0.0485 Ω
Endüvi İndüktansı	0.000395 H
Kutup Sayısı	4



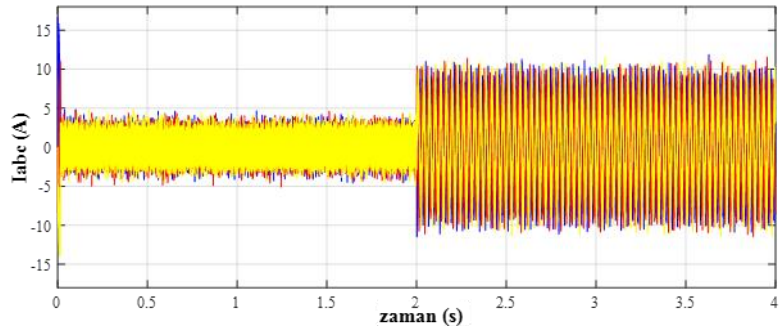
Şekil 7.1. SMSM'nin AYK ile benzetimi



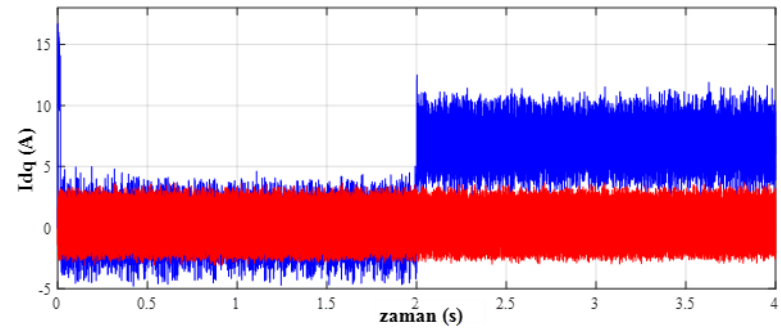
a)



b)

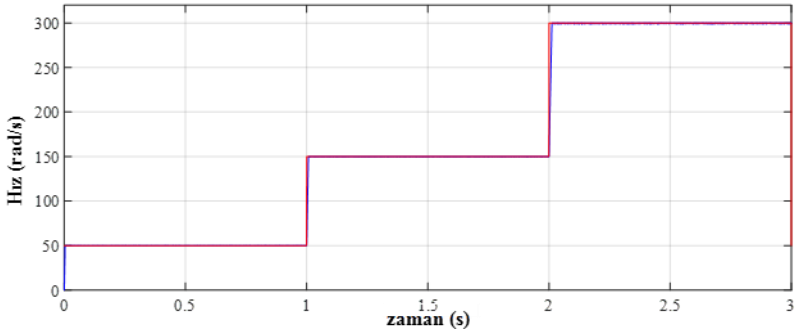


c)

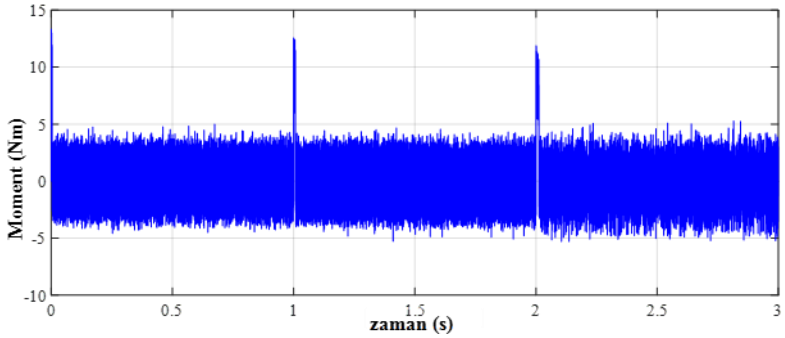


d)

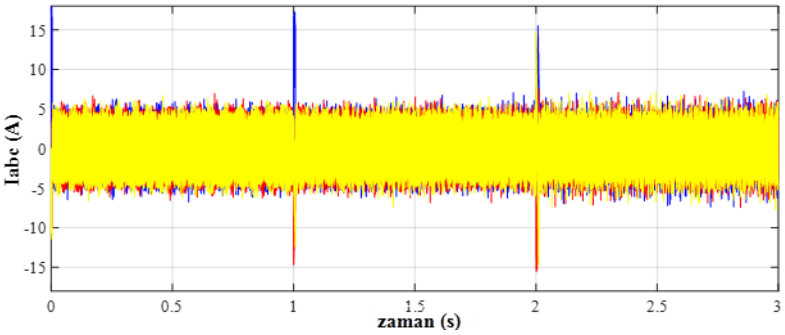
Şekil 7.2. 200 rad/s sabit hızda t=2 s'de yüksüz durumdan Ty=5Nm'ye değişmesi durumunda benzetim sonuçları a)Motor hızı b) Motor Momenti c) Iabc akımları d)Idq akımları



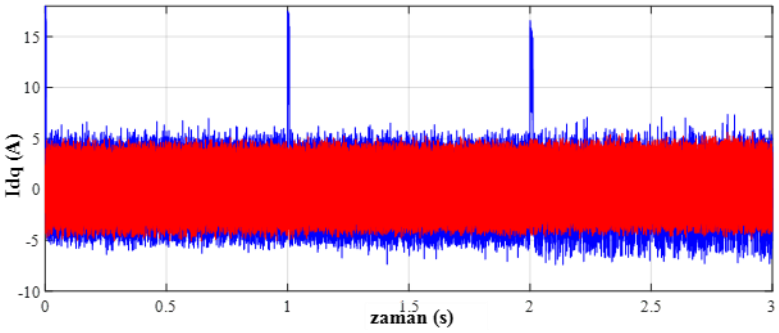
a)



b)

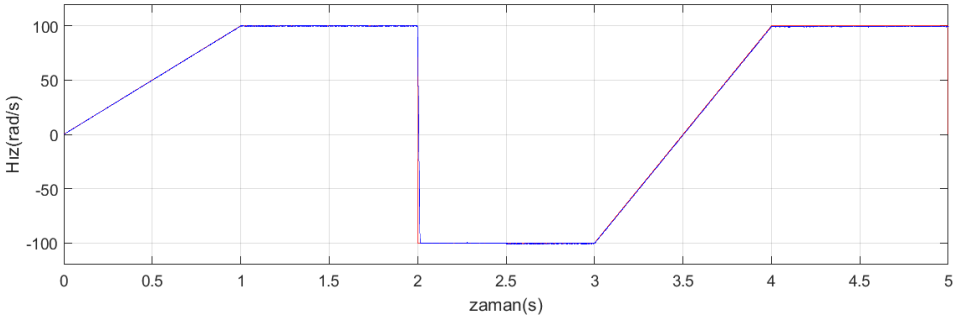


c)

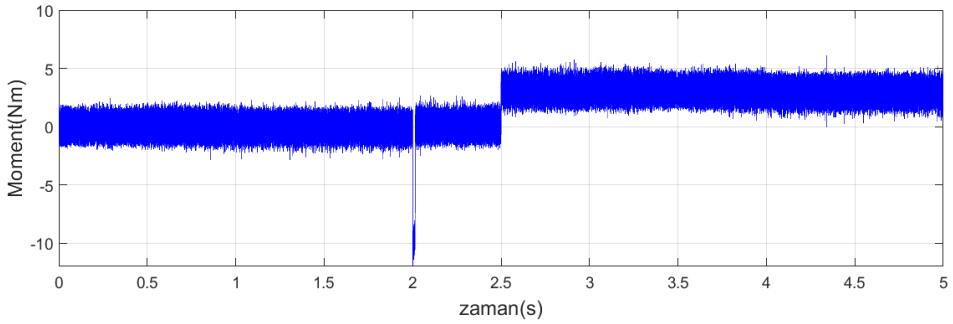


d)

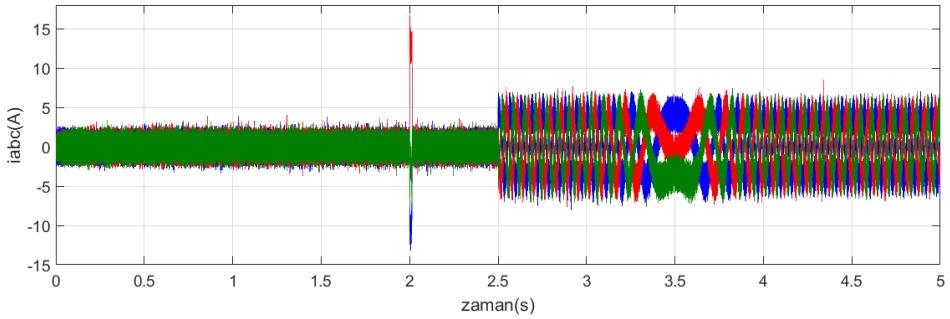
Şekil 7.3. Yüksüz durumda hızın 50 rad/s, 150 rad/s ve 300 rad/s'ye ani değişimi durumunda benzetim sonuçları a) Motor hızı b) Motor Momenti c) Iabc akımları d) Idq akımları



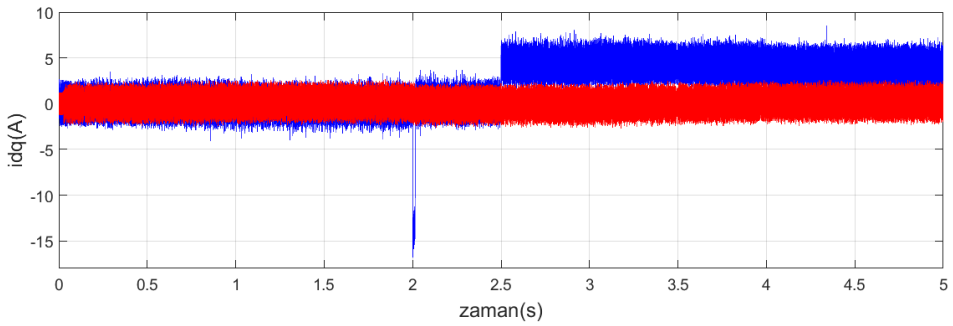
a)



b)



c)



d)

Şekil 7.4. Hızın 100 rad/s ile -50 rad/s arasında ani ve doğrusal değişimi ve yüksüz durumdan t=2.5 s'de Ty=5 Nm'ye değişmesi durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları

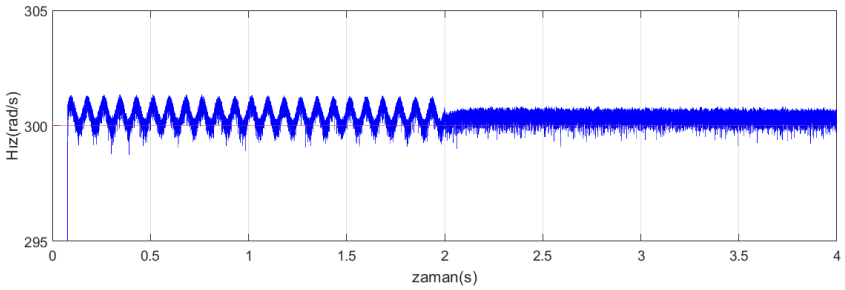
SMSM'nin AYK ile kontrol performansını belirlemek amacıyla öncelikle motor 200 rad/s sabit hızda, yüksüz durumda çalışırken, t=2s anında Ty=5 Nm'lik bir yük devreye alınmıştır. Buna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 7.2'de gösterilmiştir. Hız referans değere aşım ve salınım olmadan oturmuş, yükün devreye girmesiyle hızda küçük bir azalma gözlenmiştir. d eksen akımı id, verilen sıfır referans değerini takip etmektedir. Yükün devreye girmesiyle birlikte iq akımı ile faz akımında yükü karşılamak üzere akım artışı olmuştur. Motor momenti Te, q eksen akımıyla orantılıdır.

Diğer bir benzetim çalışmasında yüksüz durumda motor hızı 50 rad/s, 150 rad/s ve 300 rad/s'ye ani olarak değiştirilmiş, motor hızı bu referans hızlara kısa sürede aşım ve salınım yapmadan ulaşmıştır. Hız değişimlerinde eylemsizlik momentine bağlı olarak q eksen akımı ile motor momenti Te'de hız değişimi anında ani yükselmeler oluşmuştur. d eksen akımı sıfır referans değerini takip etmektedir. Buna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 7.3'te verilmiştir.

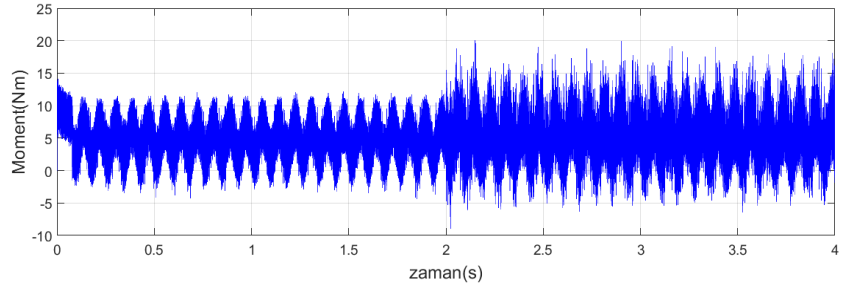
Şekil 7.4'te motor dönüş yönünün ani ve doğrusal olarak değiştirilmesi durumuna ilişkin benzetim sonuçları verilmiştir. Bu benzetim çalışmasında başlangıçta yüksüz çalışan motora t=2.5 s anında Ty=5 Nm'lik bir yük uygulanmıştır. Benzetim sonuçları incelendiğinde motor hızının referans hızı takip ettiği, q eksen akımı iq ile motorun ürettiği moment Te'nin orantılı olarak değiştiği, d eksen akımı id'nin sıfır referans değerinde sabit kaldığı görülmektedir. Faz akımları incelendiğinde, akımların yük ile orantılı olarak değiştiği ve dönüş yönü değiştiğinde faz sırasının da yön değiştirdiği görülmektedir.

7.2. Dengesiz Yüklü SMSM'ye Ait Benzetim Sonuçları

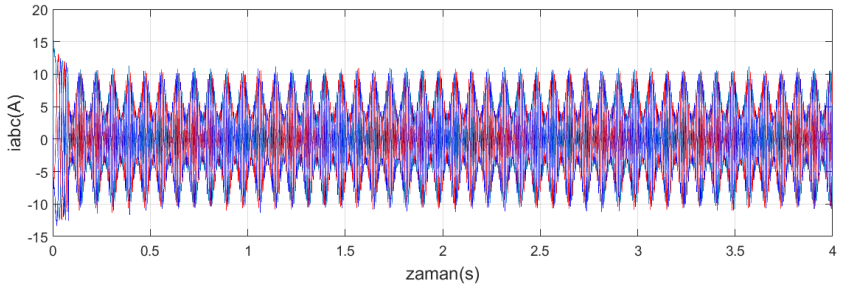
SMSM'nin dengesiz yük modeli oluşturularak önerilen UHE yöntemin etkinliği yapılan benzetim çalışmalarıyla incelenmiştir. Dengesiz yükün hesabında Denklem (5.14)'ten yararlanılmıştır. Denklemin ikinci kısmı ihmal edilerek e=25 cm alınmış ve m_1=2 kg ve m_2=4 kg için dengesiz yük hesaplanmıştır. Hesaplama sonucunda dengesiz yükler yaklaşık olarak $2.5sin\ \theta_{rm}$ Nm ve $5sin\theta_{rm}$ Nm olarak alınmıştır.



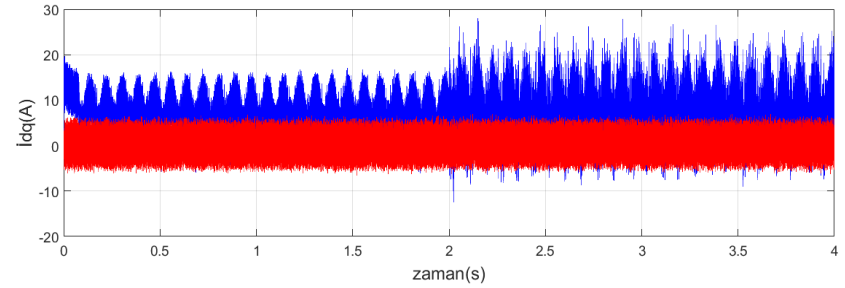
a)



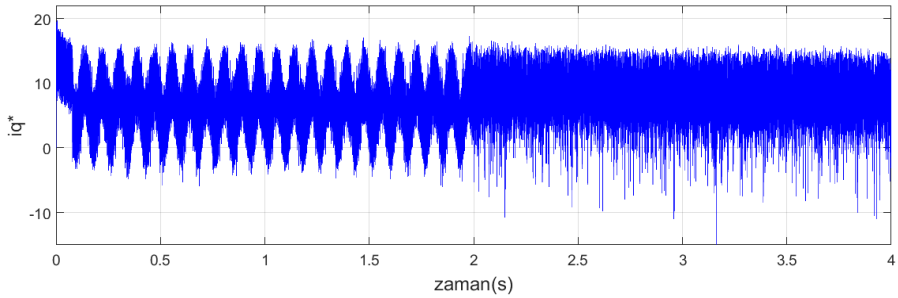
b)



c)



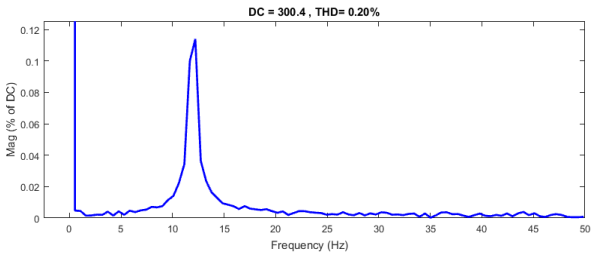
d)



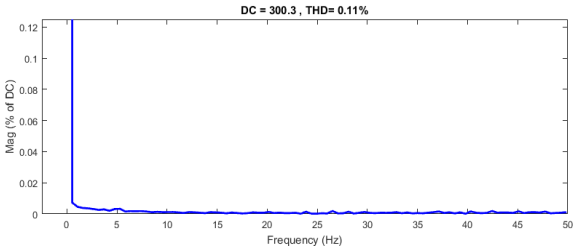
e)

Şekil 7.5. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 2.5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları e)Harmonikli iq akımı

300 rad/s hızda çalışan motorun Ty=5Nm ve Denklem (5.14)'e göre hesaplanan 2.5 Nm'lik dengesiz yük uygulanmasa durumuna ilşkin benzetim sonuçları Şekil 7.5'te verilmiştir. Hız, dengesiz yük durumunda 298 ile 302 rad/s arasında dalgalanmaktayken, t=2 s'de yöntemin devreye alınmasıyla birlikte dengesiz yükten kaynaklanan dalgalanmalar giderilmiştir. Motor momenti ve akımlarda yöntemin devreye alınmasıyla birlikte küçük bir artış görülmektedir. Şekil 7.5.e'de t=2 s'den sonra q eksen akımına harmonik enjekte edilmesi durumunda akımın değişimi görülmektedir. Harmonik enjekte edilmesiyle birlikte akımdaki düşük frekanslı harmoniklerin yok olduğu görülmektedir.



a)

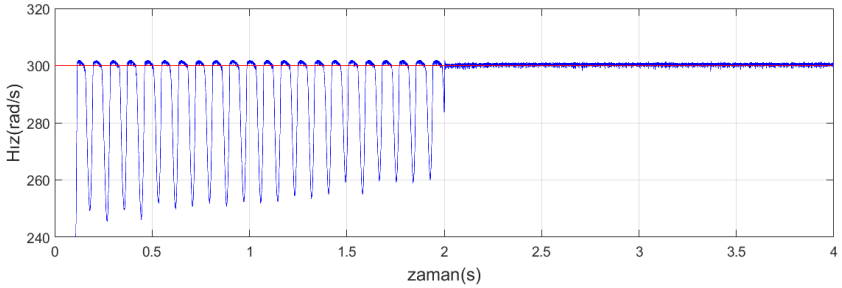


b)

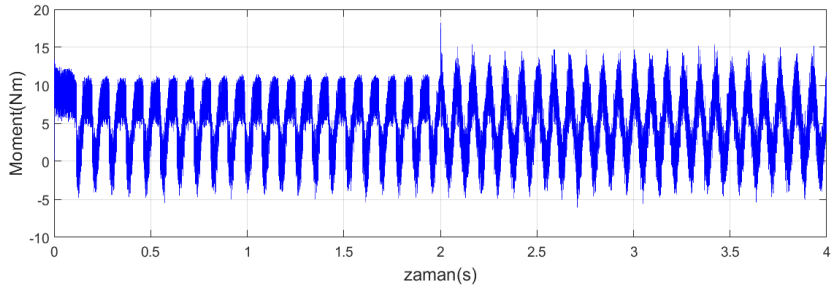
Şekil 7.6. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 2.5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda motor hızı FFT analizi a)Yöntem devrede değil b) Yöntem devrede

Motor hızının yapılan FFT analizinde motor mekanik hızı frekansı olan 12 Hz frekansında ortaya çıkan harmoniklerin, yöntem devreye alındıktan sonra giderildiği Şekil 7.6'da görülmektedir.

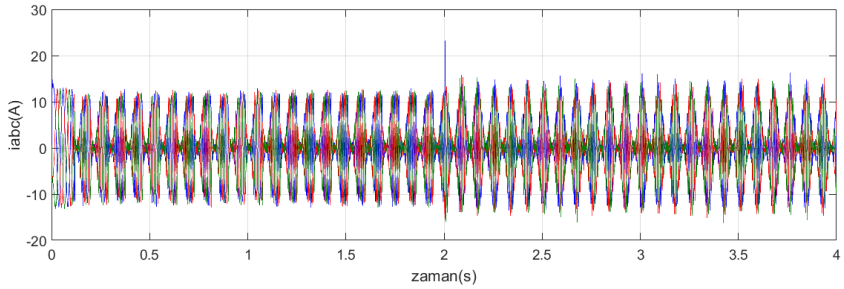
Motora uygulanan dengesiz yükün iki katına çıkarılması durumunda 300 rad/s hızda hız dalgalanmalarının 250 rad/s ile 303 rad/s arasında değiştiği görülmektedir. Yöntemin t=2s'de devreye alınmasıyla hız dalgalanmaları yok edilmiştir. Yöntemin devreye alınması ile birlikte motor momenti ve akımlarda küçük bir artış gözlenmektedir. Benzetim çalışmasına ait sonuçlar Şekil 7.7'de görülmektedir.



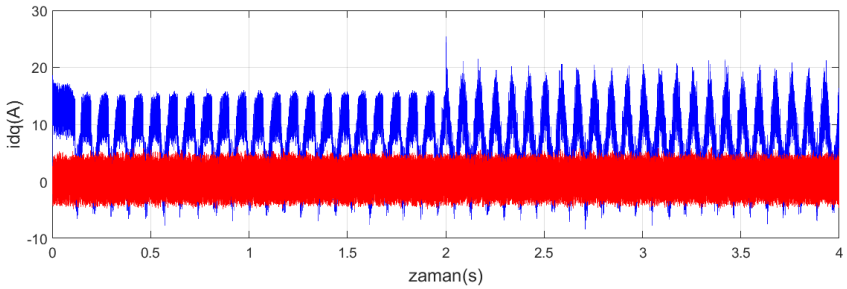
a)



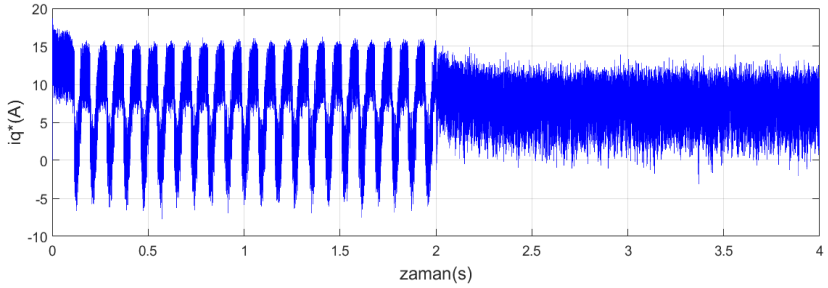
b)



c)



d)

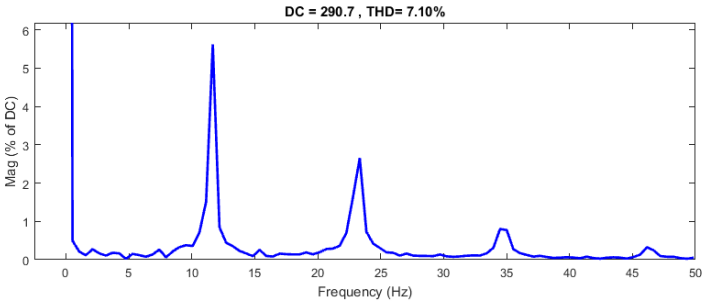


e)

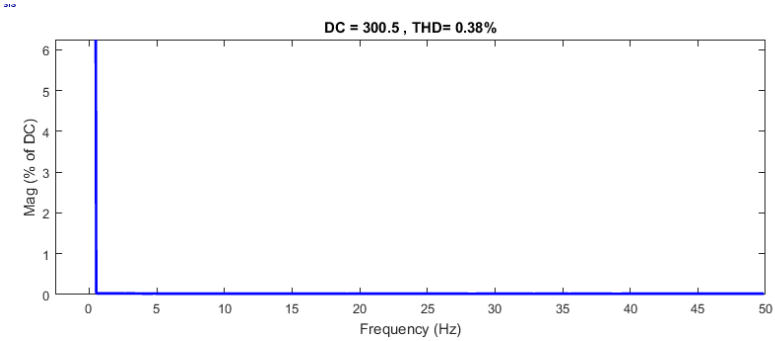
Şekil 7.7. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları e)Harmonikli iq akımı

Şekil 7.7.e'de motora t=2 s'de harmonik enjekte edilmesi durumunda iq akımı görülmektedir. Harmonik enjekte edilen q eksen akımında düşük frekanslı harmoniklerin yok olduğu görülmektedir.

Uygulanan UHE yönteminin motor hızı ve akımında meydana getirdiği etkiyi incelemek için, motor dalgalanmalarının oluştuğu frekansların belirlenmesi amacıyla yöntem devreye alınmadan önceki ve sonraki durumda motor hızı ve akımına FFT analizi yapılmıştır.

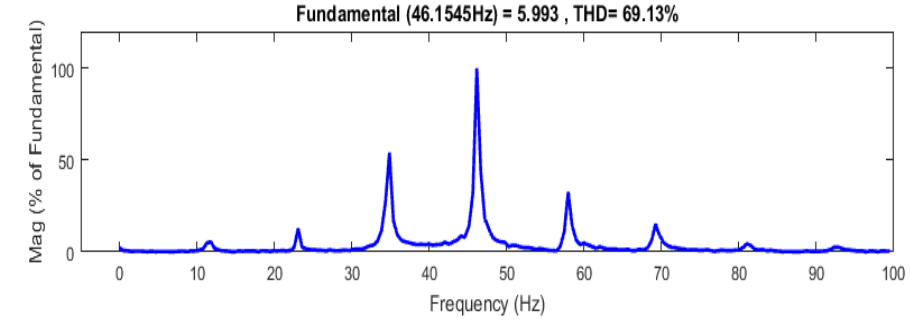


a)

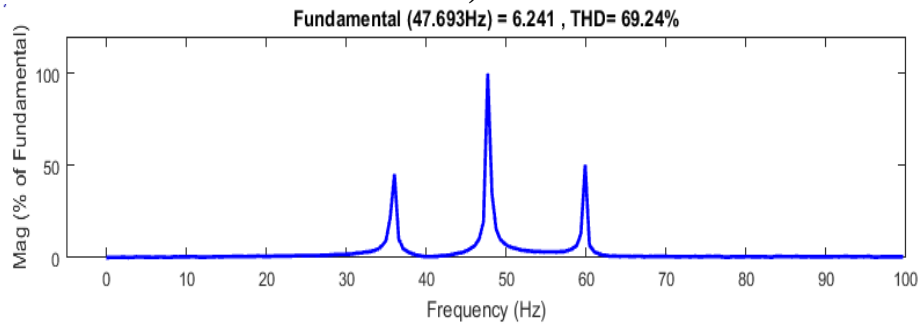


b)

Şekil 7.8. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda motor hızı FFT analizi a)Yöntem devrede değil b) Yöntem devrede



a)

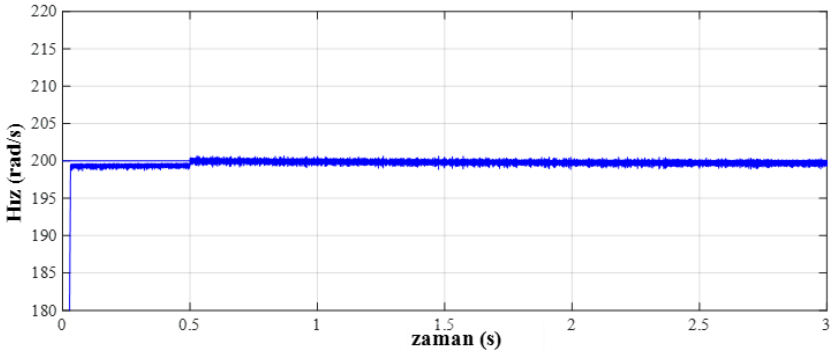


b)

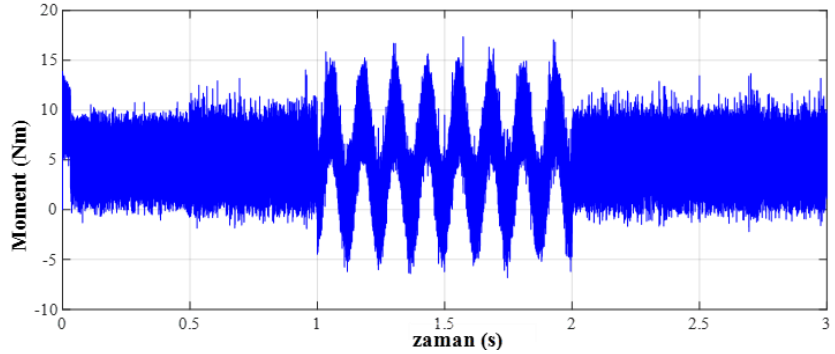
Şekil 7.9. 300 rad/s Hızda 5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte t=2 s'de yöntemin devreye alınması durumunda motor akımı FFT analizi a)Yöntem devrede değil b) Yöntem devrede

Şekil 7.8 ve Şekil 7.9'da sırasıyla motor hızı ve akımının FFT analizleri görülmektedir. Dengesiz yük nedeniyle Motor hızında motor mekanik frekansı olan 12 Hz ve katlarında harmonikler görülmektedir. Yöntemin devreye alınmasıyla birlikte bu dalgalanmaların etkin bir şekilde bastırıldığı görülmektedir.

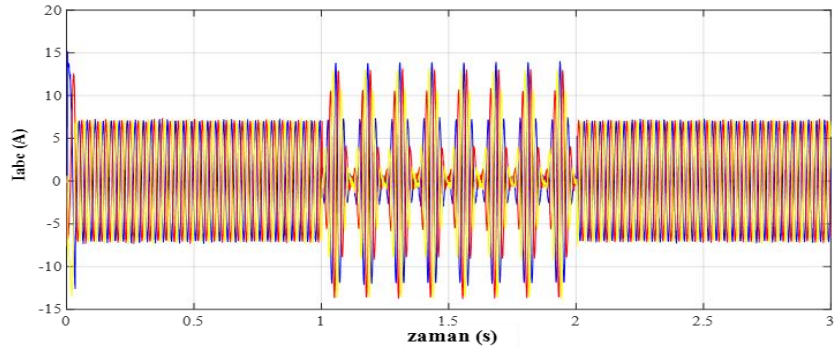
Akım FFT analizinde Denklem (5.15)'te de ifade edildiği gibi temel elektriksel frekans olan 48 Hz ile birlikte mekanik frekans olan 12 Hz'in tam katlarında harmonikler oluştuğu görülmektedir. Yöntemin devreye alınması ile birlikte uzak yan bant harmoniklerinin yok olduğu görülmektedir. THD'de ise belirgin bir değişiklik olmamıştır.



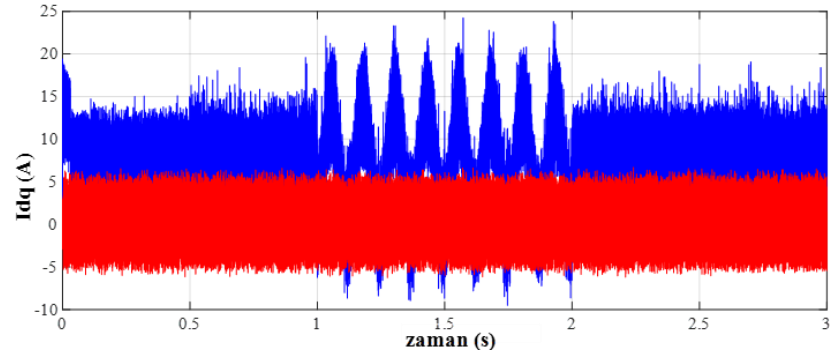
a)



b)



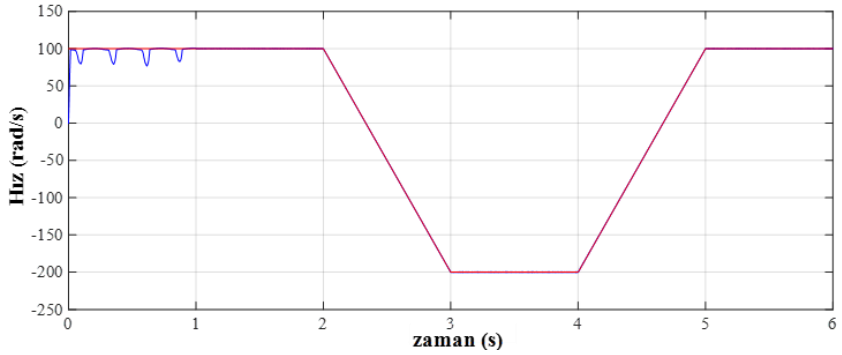
c)



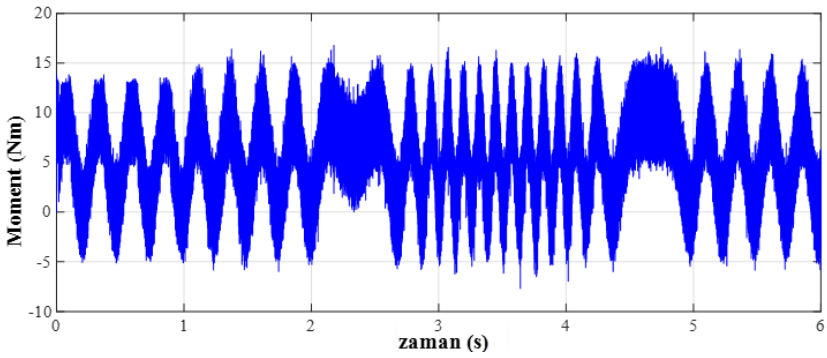
d)

Şekil 7.10. 200 rad/s sabit hızda Ty=5 Nm sabit momentte t=1 s'de 5 Nm'lik dengesiz yükün devreye alınıp t=2 s'de devreden çıkarılması ve yöntemin t=0.5s'de devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları

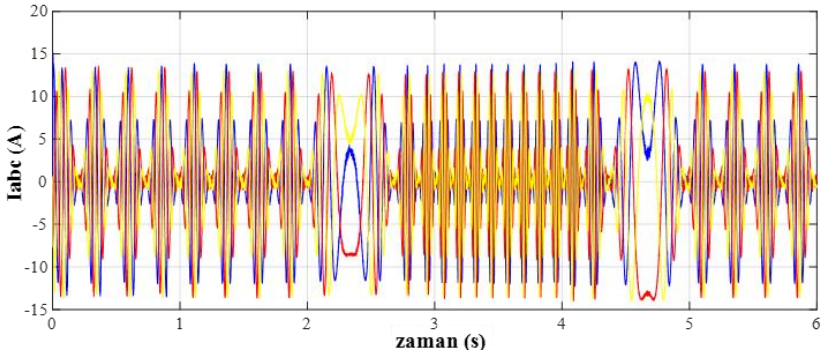
Önerilen yöntemin uyarlamalı olduğunu test etmek amacıyla 200 rad/s sabit hızda motor dengesiz yüklü değilken yöntem devreye alınmış, motor dengesiz yük ile t=1 s'de yüklenerek, t=2s'de dengesiz yük devreden çıkarılmıştır. Buna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 7.10'da gösterilmiştir. Yöntemin devreye alınması ile birlikte hızdaki kalıcı durum hatası giderilmiş, dengesiz yükün devreye girip çıkması durumunda hızda herhangi bir değişiklik olmamıştır.



a)

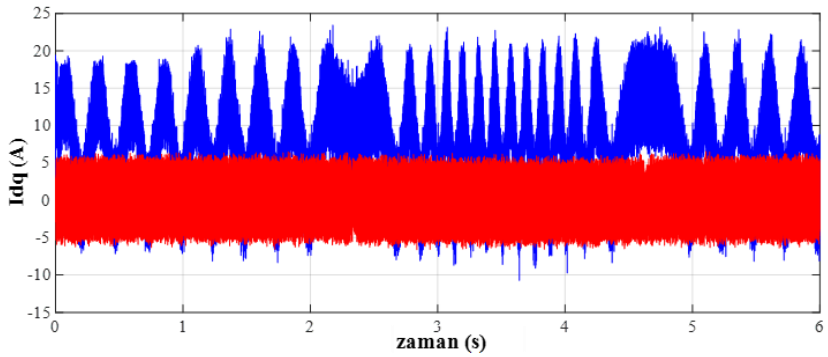


b)



c)

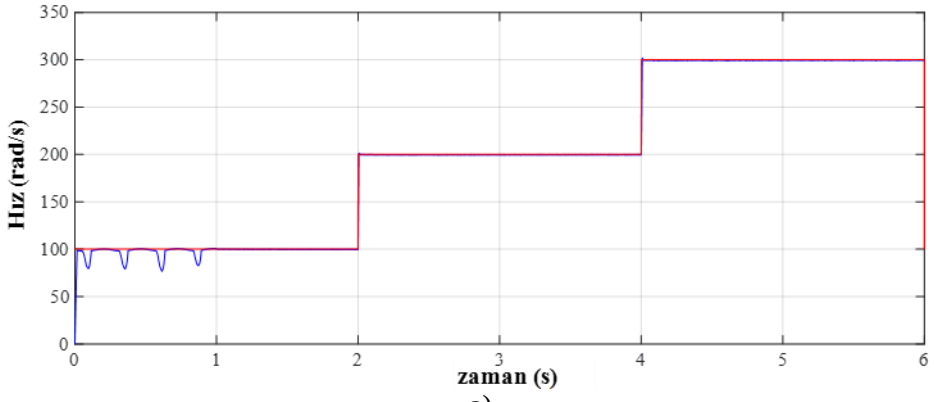
Şekil 7.11. Hızın 100 rad/s ile -200 rad/s arasında doğrusal olarak değişmesi ve Ty=5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte benzetim sonuçları a) Motor Hızı b) Motor Momenti c) Iabc akımları d) Idq eksen akımları



d)

Şekil 7.11. Devamı

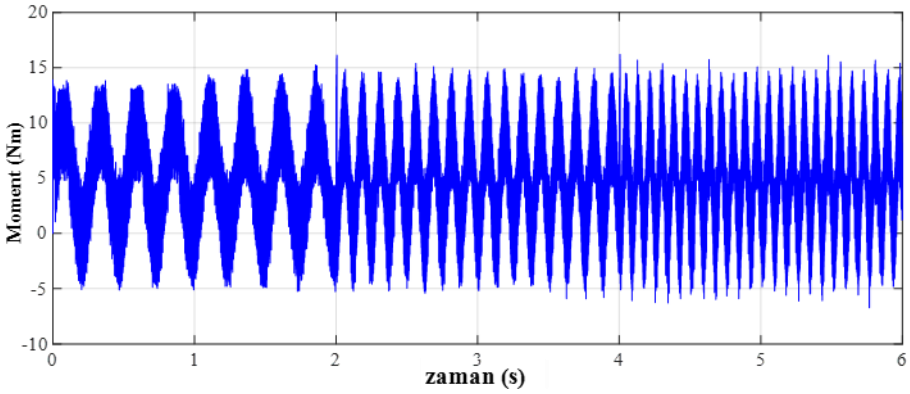
Şekil 7.11'de hızın 100 rad/s ile -200 rad/s arasında doğrusal olarak değişmesi ve Ty=5 Nm sabit ve 5 Nm dengesiz yükte yöntemin motorun çalışmaya başlamasıyla birlikte devreye alınması durumuna ilişkin benzetim sonuçları görülmektedir. Motorun dengesiz yükle yüklü olduğunda dönüş yönünün değişmesi halinde yöntemin hız dalgalanmalarını azaltmadaki etkinliği incelenmiştir. Yöntemin devreye alınmasıyla birlikte dalgalanmalar giderilmiş, dönüş yönünün değişmesi durumunda da yöntemin dalgalanmaları yok ettiği görülmüştür. Motor hızının referans hızı takip ettiği de görülmüştür.



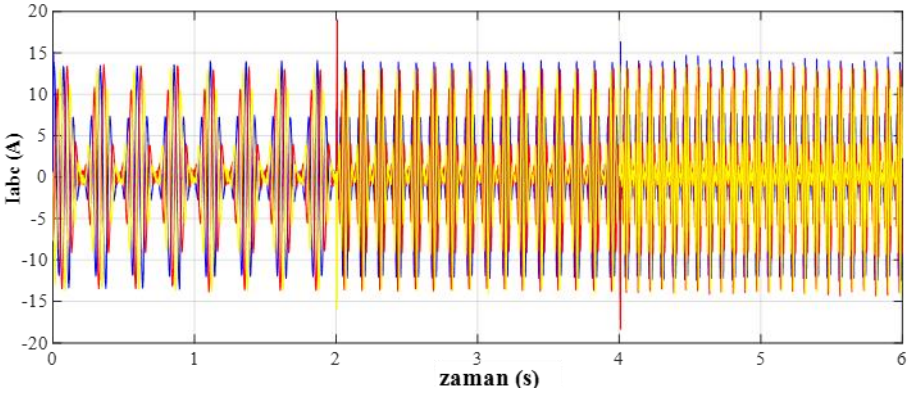
a)

Şekil 7.122. Hızın 100 rad/s, 200rad/s ve 300 rad/s arasında ani değişimi Ty=5 Nm sabit, 5 Nm

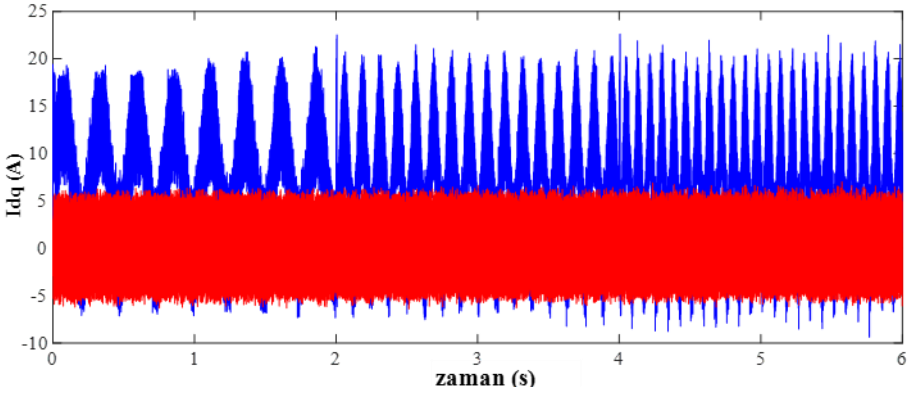
dengesiz yükte yöntemin t=1 s'de devreye alınması durumunda benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları



b)



c)

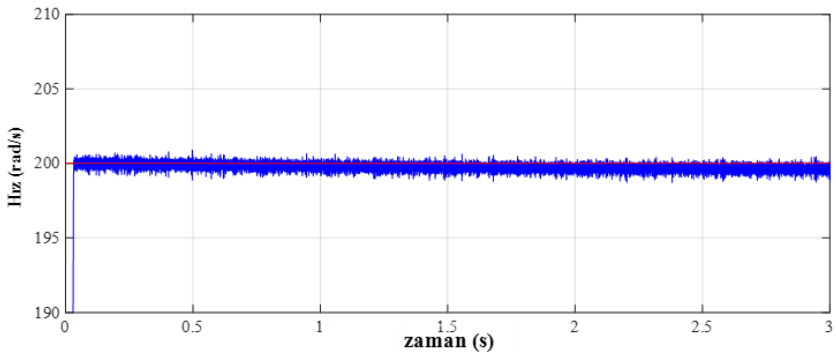


d)

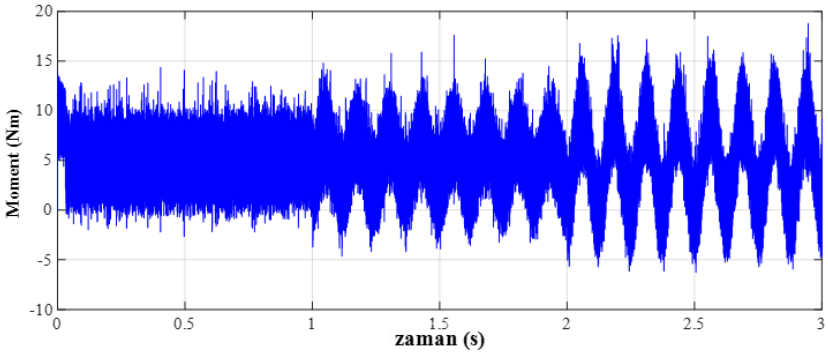
Şekil 7.132. Devamı

Yapılan benzetimde hızın 100 rad/s, 200rad/s ve 300 rad/s arasında ani değişimi Ty=5 Nm sabit, 5 Nm dengesiz yük durumundaki sonuçlar Şekil 7.12'de verilmektedir. Yöntemin t=1 s'de devreye alınmasıyla birlikte hızdaki dalgalanmalar giderilmiş, hızın değişmesi durumunda da hız dalgalanması oluşmamıştır. Oluşan hız dalgalanmalarının frekansının motorun mekanik hızıyla orantılı olarak arttığı görülmektedir.

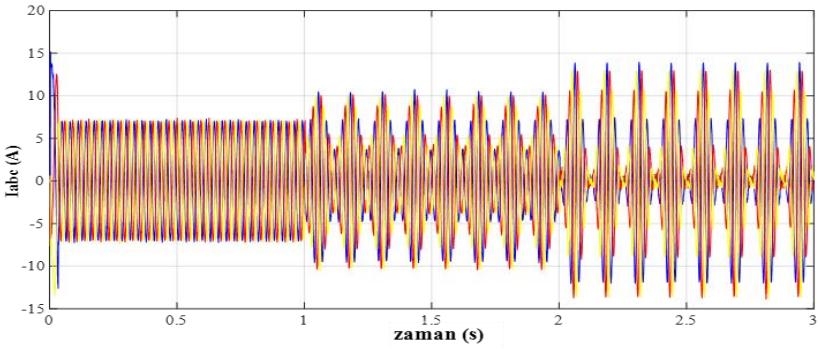
Son olarak 200 rad/s hızda Ty= 5 Nm sabit momentte, yöntem devredeyken t=1 s'de 2.5 Nm ve t=2 s'de 5 Nm'lik dengesiz yükün devreye girmesi durumuna ilişkin benzetim sonuçları Şekil 7.13'de verilmektedir. Hızın değişimi incelendiğinde dengesiz yüklerin devreye girmesi durumunda hızda herhangi bir dalgalanma görülmemektedir. Akım ve moment değişimleri yükle uyumlu bir şekilde gözlenmektedir.



a)

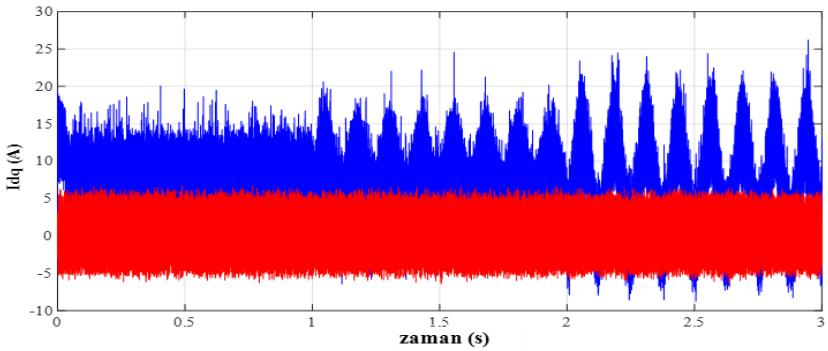


b)



c)

Şekil 7.13. 200 rad/s sabit hızla Ty=5 Nm sabit t=1 s'de 2,5 Nm, t=2 s'de 5 Nm dengesiz yükte benzetim sonuçları a)Motor Hızı b)Motor Momenti c)Iabc akımları d)Idq eksen akımları



d)

Şekil 7.143. Devamı

Yapılan benzetim çalışmalarına göre, uygulanan UHE yönteminin dengesiz yükten kaynaklı hız dalgalanmalarını bastırmada etkin olduğu görülmektedir. Aynı zamanda yöntemin motorun çalışması sırasında oluşan hız ve yük değişikliklerine karşı uyarlamalı olduğu da sonuçlardan anlaşılmaktadır.

8. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

8.1 Sonuçlar

Elektrik motorlarında dengesiz yüklenme karşılaşılan durumlardan biridir. Dengesiz yüklenme, çamaşır makinalarında olduğu gibi makinanın tamburunda çamaşırların bir bölgeye toplanması gibi yükün karakterinden kaynaklanabileceği gibi, motorun yüke montajının iyi yapılmaması, mildeki eğrilikler ve yükün kendisinin de eksantrik bir yük olmasından kaynaklanabilir.

Dengesiz yüklü elektrik motorlarında hız ve moment dalgalanmaları, bunun sonucunda motor akımlarında harmonikler oluşmaktadır. Bu durum makinaya kalıcı hasarlar verebilmektedir. Oluşan dalgalanma genellikle motorun mekanik hızına ait frekansta oluşmaktadır.

Bu çalışmada elektrik makinalarında karşılaşılan dengesiz yükler analiz edilmiş, SMSM'de dengesiz yük altında oluşan hız dalgalanmaları tespit edilerek, bu dalgalanmaları azaltmak için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen UHE yöntemi Normalize edilmiş EKK yöntemine dayanmaktadır. Çalışmada öncelikle SMSM'nin AYK ile kontrolü yapılmış, hızın ani ve doğrusal değişimleri, motorun dönüş yönünün değişmesi ve yükün değişmesi durumları için motorun hızı, momenti, abc ve dq eksen akımları incelenerek kontrolün başarısı ortaya konmuştur.

Motorun dengesiz yük modeli oluşturularak yine AYK yöntemiyle benzetim çalışmaları yapılmıştır. Motorun farklı çalışma ve farklı dengesiz yük koşullarında benzetimi yapılarak önerilen yöntem test edilmiştir. Öncelikle sabit hızda farklı iki dengesiz yük durumu için yöntemin devreye alınmadan önceki ve sonraki hız değişimi incelenmiştir. Yöntem devreye alınmadan önce hızda belirgin bir dalgalanma varken, yöntem devreye alındıktan sonra bu dalgalanmanın giderildiği görülmektedir. Bu durum, hız değişimine FFT analizi yapılmak suretiyle de incelenmiş, mekanik rotor hızındaki harmonik, yöntemin devreye alınması ile birlikte yok edilmiştir.

Önerilen yöntemin uyarlamalı olduğunu test etmek amacıyla da benzetim çalışmaları yapılmıştır. Öncelikle sabit dengesiz yük durumunda hız ani olarak değiştirilmiş, hız dalgalanmalarının değişen hızlarda da etkin bir şekilde dalgalanmaları azalttığı görülmüştür. Yapılan diğer benzetim çalışmasında dengesiz yük devredeyken motorun hızı ve dönüş yönü ani ve doğrusal olarak değiştirilmiş hız dalgalanmaları bu durumda da bastırılmıştır. Motor çalışırken dengesiz yükün devreden çıkması ve devreye girmesi durumları da incelenmiş, önerilen yöntemin bu durumlarda da dalgalanmaları etkin bir şekilde azalttığı izlenmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında önerilen yöntemin hızın kalıcı durum hız hatasını da azalttığı gözlenmiştir.

Motor faz akımları incelendiğinde önerilen yöntemin motor akımında büyük bir artışa neden olmadığı, Özellikle yüksek hızlarda faz akımlarında bir artış olduğu gözlenmiştir. Aynı zamanda motor akımlarına uygulanan FFT analizinde akımlardaki bazı yan bant harmoniklerinin yok olduğu görülmüştür.

Sonuç olarak bu çalışmada önerilen UHE yönteminin dengesiz yük durumunda hız dalgalanmalarını etkin bir şekilde azalttığı ve yöntemin motorun çalışması esnasında motor hızı ve yükünde oluşabilecek olası değişimler durumunda da uyarlamalı bir şekilde etkili olduğu görülmüştür.

Sonraki çalışmalarda bu yöntemin gerçek zamanlı deneylerle de etkinliğinin incelenmesi ve farklı dengesiz yük durumları için de test edilmesi çalışmaları yapılabilir. Önerilen yöntemin, dengesiz yüklü farklı motor türleri için de etkinliği incelebilir.

KAYNAKLAR

Akar, M., & Çankaya, I.(2009). Diagnosis Of Static Eccentricity Fault In Permanent Magnet Synchronous Motor By On-line Monitoring Of Motor Current And Voltage. *Journal of Electrical and Electronics Engineering (IU JEEE), 9* (2), 959-967.

Andersson, S. (2000). Optimization Of A Servo Motor For An Industrial Robot Application. Lund University, Lund/Sweden.

Balazovic, P., (2003). 3-Phase PMSM Torque Vector Control, Motorola, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.

Cheng, S. , Luo, D., Huang, S., Chen, Z., & Huang, K. (2014). Control Strategy For Permanent Magnet Synchronous Motor With Contra-Rotating Rotors Under Unbalanced Loads Condition. In Signal Processing, Communication and Applications Conference, 9 (1), 71-79.
doi: 10.1049/iet-epa.2014.0130

Cameron, J.R. , & Thomson, W.T. (1986). Vibration And Current Monitoring For Detecting Airgap Eccentricity In Large Induction Motors. IEE Proceedings, 133(3), 155-163.

Çelik, E. (2012). Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Hız Denetiminin Genetik Tabanlı Bulanık Mantık Denetleyici İle Arayüz Destekli Simülasyonu. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.

Çelik, H., & Kürüm, H. (2013). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolü. e-Journal of New World Sciences Academy NWSA-Technological Applied Sciences, 25(2), 67-85.

Çıra, F. (2010). Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Histerezis Akım Denetimli Vektör Kontrolünün Benzetimi ve Sürücü Devresinin Gerçeklenmesi. Yüksek Lisans Tezi, Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Diyarbakır.

De Angelo, C., Bossio, G., Solsona, J., Garcia, G.O., & Valla, M.I. (2005). A Rotor Position And Speed Observer For Permanent-Magnet Motors With Nonsinusoidal EMF Waveform, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52 (3), 807 – 813.
doi: 10.1109/IECON.2002.1187602

Dehbonei, H., Nayar, C.V. & Borle, L. (2004). A Novel Modulation Technique For A Single Phase H-Bridge Inverter. International Journal of Electronics, 91(1), 41-55.

Demirbaş, Ş. (2001). Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Ankara.

Doğan, H. (2006). Uzay Vektör PWM Kontrollü Tek Fazlı Kesintisiz Güç Kaynağının Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Konya.

Donsión, M. P. (2007). Parameters Influence On The Control Of A PMSM. XIII International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, 13-15, Çek Cumhuriyeti.

Ebrahimi, B.M., Faiz, J. & Roshtkhari, M. J. (2009). Static, Dynamic and Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in Permanent Magnet Synchronous Motors. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56 (11), 4727-4739.

Eker, M. (2013). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Demagnetizasyon ve Eksenden Kaçıklık Arızalarının Tespiti. Yüksek Lisans Tezi, Gaziosmanpaşa Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Tokat.

Erken, F. (2014). Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanmalarının Azaltılması. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Elazığ.

Erken, F. (2015). Online Adaptive Decision Fusion Based Torque Ripple Reduction in Permanent Magnet Synchronous Motor. IET Electr. Power Appl., 10 (3), 189–196.

Guldemir, H. (2003). Detection Of Airgap Eccentricity Using Line Current Spectrum of Induction Motors, Electric Power System Research, 64 (2), 109-117.

Ishikawa, T., Toyota, R., Matsunami, M., Kurita, N. & Matsuura, T. (2010). Current-Based Detection of Eccentric Load Coupled to Brushless DC Motor. The 2010 International Power Electronics Conference. 376-8515-Japan.

Kazan, F. (2009). Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrolü. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Konya

Kara, B. (2017). Şebeke Kalkışlı Daimi Mıknatıslı Senkron Motorda Eksenden Kaçıklık Arızası Teşhisi. Yüksek Lisans Tezi, Gaziosmanpaşa Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Tokat.

Kim, H. (2008). On-line Mechanical Unbalance Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machine Drives. IET Electr. Power Appl., 3(3), 178-186.

Krishnan, R. (2001). Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control. New Jersey, USA, Prentice Hall,

Nasar, S.A., Boldea, I. & Unnewehr, L.E. (1993). Permanent Magnet Reluctance And Self-Synchronous Motor, CRC Press, London Tokyo

Özdemir, Ö. (2015). Dengesiz Yüke Maruz Silindirik Masuralı Rulman Arızasının Titreşim Analiziyle Belirlenmesi. Yüksek Lisans Tezi, Uşak Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Uşak.

Özelgin, İ. (2006). Asenkron Motor Arızlarının Dinamik Parametrelere Etkisi ve Frekans Analizi İle Tanısı. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul.

Polat, A. (2013). Asenkron Motorda Eksen Kaçıklığı Analizi. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Rahman, M. A., Osheiba, A. M., & Radwan, T. S. (1997). Synchronization Process Of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors. Electric Machines And Power Systems, 25(6), 577- 592.

Roux, W., Rajagopalan, S., Habetler, T. G. & Harley, R.G. (2007).Dynamic Eccentricity And Demagnetized Rotor Magnet Detection in Trapezoidal Flux (Brushless DC) Motors Operating Under Different Load Conditions. IEEE Transactions on Power Electronics, 22 (5), 2061-2069

Sakarya, H. (2009). Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Alan Etkili Sürücü Düzeneği Tasarımı ve Uygulaması. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.

Salah, M., Bacha, K. & Chaari A. (2013). Stator Current Analysis of a Squirrel Cage Motor Running Under Mechanical Unbalance Condition. 10th International Multi-Conference on Systems, 18-21, Tunisia.

Shrivastava, Y., Lee, C.K., Hui, S.Y.R. & Chung, H.S.H. (2001). Comparison of RPWM and PWM Space Vector Switching Schemes For 3-Level Power Inverters. IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists, 138-145, Vancouver, BC, Canada

Texas I. (1997). Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor. Texas Instruments Application Note Literature Number:044.

Texas I. (1998). Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors. Texas Instruments Application Note Literature Number: 073

Thomson, W. T., Cameron J. R. & Dow A. B. (1986). Vibration And Current Monitoring For Detecting Airgap Eccentricity In Large Induction Motors, IEE Proceedings, 133(3), 155-186.

Toliyat H. A., Arefeen M. S., & Parlos A. G. (1996). A Method For Dynamic Simulation Of Airgap Eccentricity In Induction Machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 32 (4), 910-917.

Üstün, O. (2004). Kalıcı Mıknatıslı Bir Senkron Motor Hızının Bulanık Sinirsel ve Kayma Kipli Denetleyicilerle Dönüşümlü Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 28-42, Ankara.

Vas, P. (1993). Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines, Oxford University Press, New York.

Yörükoğlu A. (2010). Çamaşır Makinelerinde Oluşan Dengesiz Yükün Ağırlığının Yatay ve Açısal Konumunun Belirlenmesi. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Yücel, E. (2018). Asenkron Motorlarda Rulman Arızasının Ve Eksen Kaçıklığının Tanısı Ve Analizi. Yüksek Lisans Tezi, Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü. Konya.

Yüzer, E.Ö. (2011). Düşük Düşülü Mikro Hidroelektrik Santralleri için Sabit Mıknatıslı Bir Senkron Generatör Tasarımı. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara

Zhang, H., Zhao, R. & Zhu, M. (2008). A Novel Control Strategy For Vibration Reduction In The Permanent Magnet Motor Drive System With Eccentric Load. International Conference on Electrical Machines and Systems, 552-556 Wuhan, China

ÖZGEÇMİŞ



Adı Soyadı : Oya FİDAN
Doğum Yeri ve Yılı : Kastamonu 1993
Medeni Hali : Evli
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : oyakocaoqlu@gmail.com

Eğitim Durumu

Lise : Mustafa Kaya Anadolu Lisesi -2011
Lisans : Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü - 2015

Mesleki Deneyim

İş Yeri : Kastamonu Belediyesi (2015-…)