



SMSM İÇİN ONLİNE EŞDEĞER DEVRE PARAMETRELERİNİN TESPİTİ

Hüseyin Yüce KÜRÜM

**Yüksek Lisans Tezi
Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Erhan AKIN
Ocak-2018**

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

SMSM İÇİN ONLINE EŞDEĞER DEVRE PARAMETRELERİNİN TESPİTİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

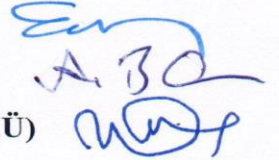
**Hüseyin Yüce KÜRÜM
(142.129.112)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 16.01.2018
Tezin Savunulduğu Tarih: 9.01.2018**

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Erhan AKIN (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. A. Bedri Özer(F.Ü)

Yard. Doç.Dr. Zeki Omaç(M.Ü)



ŞUBAT-2018

ÖNSÖZ

Yüksek lisans çalışmalarımda değerli bilgi ve tecrübelerini paylaşan, tezime ve bana sağlamış olduğu katkılarından dolayı değerli danışman hocam Sayın Prof. Dr. Erhan Akın'a teşekkür ederim.

Maddi ve manevi yardımını üzerimden eksiltmeyen, değerli hocam Sayın Prof. Dr. Şevki Hoşağası'na bana ve tez çalışmalarına yaptığı katkılardan dolayı teşekkür ederim.

Tez çalışmalarım boyunca mesleki paylaşımlarından ötürü değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Eyüp Öksüztepe'ye teşekkür ederim.

Sayın Prof. Dr. Şevki Hoşağası başkanlığında yürütülen, asansörler için bir sabit mıknatıslı senkron motorun imalat ve kontrol yazılımında çalışma imkanı bulduğum için bana kazandırdıkları deneyim için Medel Elektronik ve TÜBİTAK'a teşekkür ederim.

Tez çalışmalarım boyunca çalışmakta olduğum Nokia'ya, çalışmalarımı yürütebilmem için sağladıkları zaman desteğinden dolayı teşekkür ederim.

Hüseyin Yüce KÜRÜM
ELAZIĞ-2018

İÇİNDEKİLER

Sayfa no:

ÖNSÖZ.....	I
ÖZET.....	IV
ABSTRACT.....	V
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VI
TABLolar LİSTESİ.....	VIII
SEMBOLLER LİSTESİ.....	IX
1.GİRİŞ.....	1
1.1. Motorların Sınıflandırılması, Karşılaştırılması.....	2
1.2. Motorların Kontrolü	5
2. SMSM İÇİN EŞDEĞER DEVRE ve MATEMATİKSEL MODEL.....	7
2.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Modellenmesi	7
2.1.1. Referans Düzlem Dönüşümleri	7
2.1.2. Clarke Dönüşümleri (a, b, c) ↔ (α, β).....	8
2.1.3. Park Dönüşümü (α,β) ↔ (d,q).....	9
2.1.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Eşdeğer Devresi ve Modeli.....	10
2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun dq0 Eşdeğer Devresi ve Modeli	12
2.3. SMSM Kontrol	15
2.3.1. Darbe Genişlik Modülasyonu Teknikleri	15
2.3.2. Uygulanan Gerilim Vektörünün Sınırı	21
2.3.3. Sektörün Belirlenmesi	21
2.4. SMSM Tork Kontrolü	22
2.4.1. d-ekseni Sıfır Akım Kontrolü	22
2.5. SMSM'nin Parametre Tahmini için Mevcut Durumlar	23
2.5.1. Stator Direnci ve Moment Sabiti Tahmini	24
2.5.2. Endüktans Tahmini	24
2.5.2.1. Çevrimdışı Endüktans Tahmini	24

2.5.2.2. Çevrimiçi (Online) Endüktans Tahmini	25
3. PARAMETRE DEĞİŞİKLİĞİ PROBLEM ANALİZİ	27
3.1. Sıcaklığa Duyarlı Parametreler	27
3.1.1. Stator Sargı Direncinin Sıcaklıkla Değişimi	28
3.1.2. Tork Sabitinin Sıcaklığa Duyarlılığı.....	28
3.1.3. Endüktansın Sıcaklıkla Değişimi	29
3.2. Manyetik Doymanın Parametre Duyarlılıkları	29
3.3. Parametre Değişkenliğinin Kontrolör Performansına Etkileri Üzerinde Çalışmalar ...	31
4. SMSM'nin EŞDEĞER DEVRE PARAMETERELERİNDE TAHMİN	
BENZETİMİ.....	32
4.1. Rotor Dururken (Kısa Devre) Parametre Tespiti.....	32
4.1.1. Rotor Dururken Parametre Tespiti Benzetimi.....	33
4.2. Online Parametre Tespiti.....	34
5. SONUÇLAR.....	45
5.1. SMSM Durur İken Parametre Tahmin Sonuçları.....	45
5.2. SMSM'nin Online Parametre Tahmin Sonuçları	46
5.2.1. 0.75 kW Gücünde Bir Motor İçin Direnç Tahmini.....	47
5.2.2. 0.75 kW Gücünde Bir Motor İçin Endüktans Tahmini	48
5.2.3. 1.5 kW Gücünde Bir Motor İçin Direnç ve Endüktans Tahmini.....	50
5.2.3.1. 1.5 kW Gücünde Bir Motor İçin Direnç Tahmini.....	50
5.2.3.2. 1.5 kW Gücünde Bir Motor İçin Endüktans Tahmini.....	50
5.3. Sonuçlar ve Değerlendirme.....	51
KAYNAKLAR.....	53
ÖZGEÇMİŞ.....	57

ÖZET

Sabit mıknatıslı senkron motorun (SMSM) online (çevrimiçi) parametre tahmini yapmanın yararı oldukça fazladır. Bu yöntemde parametre değişikliklerinin nedenlerine bakılmaksızın motorun parametreleri doğru tahmin edilir. Bu yöntem, çevrim dışı bir yöntemde bulunmayan doyma veya sıcaklığa bağlı değişen parametreleri anında tahmin eder. Böylelikle yöntemin kullandığı kontrol algoritması, motor sürücüsünün etkinliğini artırarak hız aralığı ve dinamik tepki açısından daha iyi performans sağlamasını temin eder. Sargı direnci, dq eksen endüktansı ve rotor akısı dahil olmak üzere parametreleri tahmin etmek için akım enjeksiyon yöntemi kullanılmıştır. Akım enjeksiyonu esnasında, endüktanslar manyetik doymadan dolayı değişebilir. Bu değişimlerin ihmal edilmesi özellikle endüktanslarda hatalara neden olabilir. Bu çalışmada, mevcut enjeksiyon sırasında öz ve ortak endüktansı modellemek için basitleştirilmiş denklemleri kullanılmıştır. Bu doyma modeline SMSM kararlı durum denklemleri dahil edilerek, manyetik doyma ve rotor akısına bağlı olarak değişen dq eksen endüktansı doğru bir şekilde tahmin edilmiştir. Buna ek olarak, sargı direncinin tahmini diğer parametrelerden bağımsızdır ve manyetik doyumdan etkilenmez. Bu yöntemle sıcaklığa bağlı olarak değişen direnç değerleri de akım enjeksiyonu ile anında ve yüksek doğrulukla tahmin edildi.

Anahtar Kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron motor, Parametre tahmini, Sabit mıknatıslı senkron motor kontrolü, Doymaya bağlı endüktans değişimi ve tahmini, Sıcaklığa bağlı endüktans değişimi ve tahmini, Sıcaklığa bağlı direnç değişimi ve tahmini.

SUMMARY

ONLINE PARAMETER ESTIMATION OF PMSM

Online parameter estimation of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) has a big importance. In this method, regardless of the reasons for the parameter changes, the parameters of the motor are estimated correctly. This method instantly predicts saturation or temperature-dependent parameter changes that are not presented in an off-line method. Thus, the control algorithm used by the method increases the efficiency of the motor drive to ensure better performance in terms of the speed range or dynamic response. In this study, the online parameter estimation of the PMSM was studied considering the magnetic saturation. Current injection method was used to estimate the parameters including winding resistance, dq rotational inductance and rotor flux. During current injection, the inductances may change due to magnetic saturation. Neglecting these changes may cause some faults especially in inductances. In this study, simplified equations were used to model the effects of self and mutual inductance saturation during the current injection. By incorporating this saturation model into the PMSM steady-state equations, the dq axis inductance based on the magnetic saturation and rotor flux is correctly estimated. In addition, the estimation of the winding resistance is independent from other parameters and is not affected by magnetic saturation. In this method, the resistance values based on the temperature are also estimated instantaneously by the current injection.

Key words: Permanent magnet synchronous motor, Parameter estimation, Permanent magnet synchronous motor control, inductance change and estimation based on saturation, change and estimation of inductance based on temperature, change and estimation of resistance based on temperature

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması	4
Şekil 2.1. Alan yönlendirmeli kontrolün blok şeması	7
Şekil 2.2. Referans düzlem dönüşümleri	8
Şekil 2.3. Clarke dönüşümünde bileşenler	8
Şekil 2.4. Park dönüşümünde bileşenler	9
Şekil 2.5. d-q ve x-y ekseninde vektör diyagramı.....	10
Şekil 2.6. SMSM üç faz stator eşdeğer devresi	10
Şekil 2.7. SMSM dq eşdeğer devresi	13
Şekil 2.8. Demir kayıpları dahil edilmiş SMSM eşdeğer devreleri.....	14
Şekil 2.9. Gerilim Kaynaklı Evirici'den beslenen SMSM	15
Şekil 2.10. Ayırık uzay vektörleri için çıkış gerilimleri.....	17
Şekil 2.11. Altıgen formunda uzay vektörler.....	18
Şekil 2.12. Referans uzay vektörün 1. bölgede olması durumunda DGM işaretleri	20
Şekil 3.1. Demir maddesinde doyma	30
Şekil 4.1. Motor durur iken DC gerilim uygulanmış SMSM yaklaşık eşdeğer devresi ...	33
Şekil 4.2. Motor durur iken DC gerilim uygulanmış ve 5τ sonra kaldırılmış SMSM'nin bir faz sargı akım değişimi.....	33
Şekil 4.3. Motor durur iken SMSM'nin eşdeğer devre parameterelerinin tahmin Matlab/Simulink benzetimi.....	33
Şekil 4.4. Motor durur iken SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi.....	34
Şekil 4.5. Motor durur iken SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi alt blokları	34
Şekil 4.6. SMSM bloğu	35
Şekil 4.7. Evirici (İnverter) devresi	36
Şekil 4.8. Eşdeğer devre parameterelerinin tahmininde Matlab/Simulink Benzetimi	38
Şekil 4.9. Alan yönlendirmeli kontrol bloğu	39
Şekil 4.10. Eşdeğer devre parametrelerinin tahmin edilmesine ait blok diyagramı	42
Şekil 4.11. Eşdeğer devre parameterelerinin tahmin Matlab/Simulink Benzetimi	44

Şekil 4.12. Parametre tahmini için enjekte edilen i_d akımlar ve süreleri	44
Şekil 5.1. Motor durur iken SMSM'nin bataryadan uygulanan gerilim ve çektiği akım değişimleri.	45
Şekil 5.2. SMSM hız zaman değişimi	46
Şekil 5.3. SMSM'un zaman tork değişimi	47
Şekil 5.4. SMSM'un çalışma akımları	47



TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Motorların karşılaştırılması	4
Tablo 5.1. 1. SMSM'un parametreleri	46
Tablo 5.2. 0.75 kW gücündeki SMSM'nin L tahmin sonuç tablosu	49
Tablo 5.3. 100 ⁰ C için L tahmin sonuç tablosu	49
Tablo 5.4. 2. SMSM'un parametreleri	50
Tablo 5.5. 1.5 kW gücündeki SMSM'nin L tahmin sonuç tablosu	51



SEMBOLLER LİSTESİ

e_T	:Moment hatası
f_0	:Sabit anahtarlama frekansı
f	:Değişken anahtarlama frekansı
$\hat{\theta}_r$	: Rotor elektriksel konum açısının tahmini
L_q, L_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen indüktansları
P_e	: Elektriksel güç
P_m	: Mekanik güç
T_e :	:Elektriksel moment
T_y :	:Yük momenti
V_q, V_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen gerilimleri
V_α, V_β	: Motorun rotor referans düzleminde $\alpha - \beta$ eksen gerilimleri
i_q, i_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen akımları
r_s	:Motor stator sargı direnci
θ_e	: Motora uygulanan gerilimin açısı
θ_r	: Rotorun elektriksel konum açısı
λ_m	: Motor mıknatıs akısı, makinanin tork veya zıt emf sabiti
λ_q, λ_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen toplam akıları
$U_{sC\alpha}, U_{sC\beta}$	:Hesaplanan gerilim uzay vektörü stator gerilimi bileşenleri
$d-q$	:Birbirine dik rotor iki eksenin bileşenleri
f_m	:Modülasyon frekansı
H_c	:Mıknatıs koersif gücü
$\dot{I}_a$	:a-fazı stator akımı
$\dot{I}_b$	:b-ekseni stator akımı
$\dot{I}_c$	:c-ekseni stator akımı
i_α	:Stator akısının α eksenindeki bileşeni
i_β	:Stator akısının β eksenindeki bileşeni

m_a	:Modülasyon indeksi
m_f	:Modülasyon oran(frekans)
p	: Çift kutup sayısı
P	: Türev operatörü
R_a	:Stator sargısı a fazı direnci
R_b	:Stator sargısı b fazı direnci
R_c	:Stator sargısı c fazı direnci,
$R_s L_s$	:Stator sargılarının direnci ve öz endüktansı
T_0	:UVDGM için sıfır-durum vektörünün uygulama süresinin yarısı
t_1, t_2	:Sırasıyla V_1 ve V_2 gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin yarısı
T_k	:UVDGM için V_k gerilim vektörünün uygulama süresinin yarısı
T_s	:Örnekleme periyodu
u_s	:Sabit referans düzlemindeki stator gerilimlerin uzay vektörü
V	:faz nötr gerilimi tepe değeri
V_0, V_7	:Vektörleri sıfır vektörleridir
V_d	:Evirici girişi DA gerilimi
V_k	:Uygulanan aktif gerilim vektörleri
V_{sa}	:a fazı gerilimi
V_{sb}	:b fazı gerilimi
V_{sc}	:c fazı gerilimi
V_t	:Taşıyıcı dalga işareti genliği
KT	:Makinanın tork veya zıt emf sabiti, λ_m ile doğrusal değişir
$\alpha\text{-}\beta$	:Sabit eksen takımı
$\Delta\Psi_s$	:Stator akısı hatası
θ_e	:Rotor elektriksel konumu
Ψ_d, Ψ_q	:d-q eksen stator akısı bileşenleri
Ψ_{mag}	:Rotor sabit mıknatıs akısı
Ψ_s	:Stator uzay vektör akısı
Ψ_{sa}	:a faz ait stator akısı

Ψ_{sb}	:b faz ait stator akısı
Ψ_{sc}	:c faz ait stator akısı
Ψ_{sref}	:Stator akısının referans değeri
Ψ_a, Ψ_β	:Magnetik akı
ω_e	:Rotor elektriksel hızı
ω_r	:Mekaniksel rotor hızı (rad/s)
B	: Sürtünme katsayısı
J	: Atalet momenti



1. GİRİŞ

Elektrik motorları yaklaşık yüz elli yıldır yaşamın gelişmesi için en etkili araçlar olmuştur. 1821 yılında Faraday tarafından geliştirilen ilk motor mıknatıslı motor olmasına rağmen, daha sonra doğru akım motorları ve alternatif akım motorları hızla gelişerek endüstri ve diğer yaşam alanlarında yaygın bir şekilde kullanılmaya başlamıştır. 30 yıl öncesine kadar mıknatıslı motorlar sadece çok küçük, elektriksel kayıpların önemslenmediği yerlerde kullanılmıştır.

Elektrik motorları günümüzde yaşamın vazgeçilmez makinaları olmuştur. Evimizde en az 5 ila 50 arası elektrik motoru bulunmaktadır. Bilgisayar ve yazıcımız içinde dahi en az birkaç tane elektrik motoru vardır. Hareketin bulunduğu her yerde elektrik motorları kullanılmaktadır. Endüstrinin vazgeçilmez motorlarının elektrik motorları olmasının temel nedeni, verimlerinin fosil yakıtlı motorlara göre çok yüksek, kullanışlı, hacmi küçük, işletmesinin kolay olması, ayrıca çevreci olmalarıdır.

Fosil yakıtlı otomobil ve diğer araçların yerini de elektrikli araçlar almaktadır. Bilim insanlarına göre 2050 yılına kadar fosil yakıtlı araçların yerini tamamen elektrikli araçlar alacaktır. Elektrik enerjisini depo eden bataryaların gelişmesi ve maliyetlerinin düşmesi, elektrikli araçların gelişmesindeki en etkili rolü oynamaktadır.

Elektrik motorlarını sınıflandırırken birkaç başlık altında sunmak gerekmektedir. Temel sınıflandırmayı doğru akım motorları ve alternatif akım motorları olarak sınıflandırmak mümkündür. Motorların mıknatıs içermesi, hareketlerinin doğrusal veya dairesel olması, enine veya boyuna akılı olması, düz veya tüp şeklinde olması durumuna göre yüzlerce özel motordan bahsedilebilir.

Mıknatısların tarihi ve kullanımı çok eski olmasına rağmen, elektrik motorlarında kullanılabilecek özelliklerdeki mıknatısların imalatı ve kullanımları 50 yıl önceye dayanır. Kalıcı mıknatısların motorlarda kullanımı son yıllarda yaygınlaşarak, klasik doğru akım ve senkron motorların yerini almaya başlamıştır.

Mıknatıslar günlük hayatta; malzeme temizleme, zenginleştirme, ergimiş metallerin ayrıştırılması ve nakli, pusuladan telefona, buzdolabı kapılarından motorlara kadar oldukça fazla yerde kullanılmaktadır. Mıknatıslar içerdikleri kimyasal malzeme ve yapılış şekillerine göre sınıflandırılırlar. Sıkıştırma veya ısıyla bir araya getirilen kimyasal

maddelerin sert ve kırılgan olması, motor yüzeylerine yapıştırılırken ve kullanılırken birtakım zorluklar oluşturur.

Kullanıldığı malzemeye göre modern mıknatıslar dört sınıfa ayrılır. Her bir mıknatıs sınıfına ait birçok mıknatıs ailesi vardır. Bu genel sınıflar Alnico, Seramik veya Ferrit, Samarium Kobalt ve NdFeB mıknatıslardır. Samaryum kobalt ve NdFeB mıknatıslar nadir toprak element gruplarından oluştuğu için bu iki mıknatıs ailesine nadir toprak mıknatıslar da denir.

Seramik kalıcı mıknatıslar; baryum, stronsiyum veya kurşun oksitlerin, demir oksitlerle bir araya getirilerek imal edilirler. Bu gruptaki mıknatısların kalıcı mıknatıslık (B_r) değeri düşük olmasına rağmen, koersif alan şiddeti (H_c) oldukça yüksektir. Demir-bakır-nikel, alüminyum-nikel-demir, alüminyum-nikel-kobalt (Alnico) gibi mıknatıslar “Metal Kalıcı Mıknatıslar“ grubuna aittir.

Neodymium (Nd) malzemesinin kalıcı mıknatıslarda kullanılması ile performansı elektrik motorları için uygun, kalıcı mıknatıslar elde edilmiştir. Özellikle 1982 den sonra General Motors ve Sumitomo Special Metals tarafından geliştirilen sinterlenmiş $Nd_2Fe_{14}B$ kalıcı mıknatıslar günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. NdFeB nadir toprak elementli sürekli mıknatıslar, samaryum kobalt mıknatıslarla karşılaştırılabilecek kadar iyi teknik özelliğe sahip ve çok daha ucuzdur. NdFeB mıknatıslar bu gün bilinen en yüksek güç yoğunluğuna sahip, elektrik makinaları uygulamalarında kullanılan mıknatıslardır

Günümüzde klasik doğru akım ve asenkron motorlarda başta olmak üzere, elektrik motorların kontrolü için bir elektronik sürücüye ihtiyaç duyulmaktadır.

1.1. Motorların Sınıflandırılması, Karşılaştırılması

Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM), klasik senkron motordaki DC uyarım sargılarının yerini mıknatısların alması ile elde edilir. SMSM'nin yol alabilmesi için frekansı ayarlanabilir bir elektronik sürücüye ihtiyaç duyar. SMSM'lar, boyut ve verimlikleri nedeniyle günümüzde endüstriyel robot, uçak, elektrikli otomobil, yürüyen merdiven, asansör, pompa, fan, yenilenebilir enerji kaynakları gibi birçok yerde yaygın olarak kullanılmaktadır.

Sabit mıknatıs teknolojisinin gelişmesiyle birlikte mıknatıs fiyatlarının düşmesi, sayısal işlemci ve güç elektroniğindeki gelişmeler SMSM'lere olan ilgiyi artırmaktadır. Uyarma akımının sabit mıknatıslar tarafından sağlanması nedeniyle daha tasarruflu bir

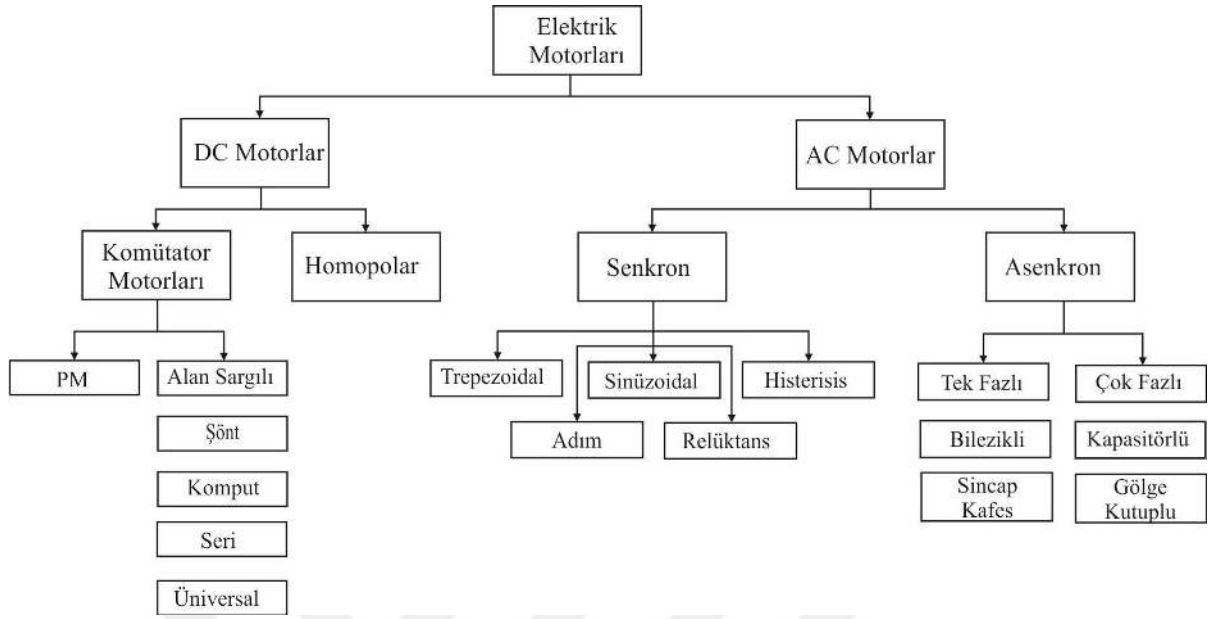
motor olması, enerji darboğazında bulunan Dünya’ımızda, bu motorlara olan ilgiyi ve araştırmaları arttırmaktadır. SMSM’ler, yapısal değişiklikler, motor modellemesi, tork dalgalanmaları ve doğrudan moment kontrolü ile ilgili araştırmalar sensörsüz kontrol ile ilgili konularda yoğunlaşmaktadır.

SMSM’ler birim hacim başına yüksek güç oranı olması nedeniyle diğer motor türlerine göre aynı güç için boyutunun küçük olması, özellikle robot teknolojisi, CNC tezgâhları, asansör gibi alanlarda, son derece önemli bir üstünlük sağlamaktadır. Asansör sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmakta olan asenkron motorların özellikle düşük hızlarda verimli bir şekilde kullanımı mümkün değildir. Asenkron motorlarda kutup sayısını büyük değerlere çıkarmak mümkün olamamaktadır. Bu nedenle düşük hızlarda asenkron motorlara göre çok yüksek verimle çalışabilen SMSM’lere olan ilgi giderek artmaktadır. Asansör sistemlerinde daha önceleri yaygın olarak kullanılan asenkron motorların yerini SMSM’ler almaktadır. SMSM’lerin kullanıldığı asansör sistemlerinde doğrudan yükü tahrik etmek mümkün olmaktadır. Doğrudan tahrik sistemlerinde geleneksel tahrik sistemlerinde kullanılan dişli sistemleri ortadan kalkmaktadır. Bunun sonucu olarak dişli kayıpları olmadığı için verim yükselmekte, dişli sistemlerinin neden olduğu dört bölge çalışamama ve düşük verim değerlerinde çalışma gibi olumsuzluklar da ortadan kalkmaktadır.

SMSM’lerin mıknatısı yüzey mıknatıslı ve içten mıknatıslı olarak iki tipte imal edilir. Yüzey mıknatıslı motorların rotor çapları küçük imal edilmesi nedeniyle eylemsizlik katsayısı düşük ve dinamik davranışları iyi sonuç verir. İçten mıknatıslı motorlarda yüzey mıknatıslı motorlara göre daha yüksek akı yoğunluğu elde edilir ve hava aralığı daha küçük yapılabilir. Yüksek hızlarda merkez kaç kuvvetin oluşturacağı olumsuzlukları ortadan kaldırmak için içten mıknatıs tipi tercih edilir. Yüksek hızlarda içten mıknatıslı motorlardaki mıknatısların merkezkaç kuvvetiyle dağılmaması da önemli bir yarar sağlar. Yüzey mıknatıslı motorların yüksek hız uygulamaları için özel tutturma yöntem ve kılıfları geliştirilmesine rağmen mıknatısların hasar görmesi ve kopması hala bir sorun olmaya devam etmektedir. Asansör uygulamalarında yüksek hız kullanılmadığı için yüzey mıknatıslı SMSM’ler tercih edilir. SMSM’lerin dönen kısmı, yuvarlak kutuplu ve çıkık kutuplu olmak üzere iki tipte imal edilmektedir.

SMSM’ler çok fazlı olarak yapılabilmelerine rağmen 3 fazlı imalatları tercih edilir ve bunların hava aralığındaki manyetik alan dağılımı ve zıt emk’leri sinüzoidaldir.

Günümüzde kullanılan elektrik motorlarının sınıflandırılması Şekil 1.1 de verilmiştir.



Şekil 1.1. Elektrik motorlarının sınıflandırılması

Yaygın olarak kullanılan bazı motorların; besleme şekli, uyarma durumu, sürücü, işletme ve bakım masrafları, işletme, bakım ve kararlılık gibi kriterlere göre sınıflandırılması Tablo 1.1 de verilmiştir.

Tablo 1.1. Motorların karşılaştırılması

	Asenkron Motor	Senkron Motor	Doğru Akım Motoru	ARM	SMSM
Besleme Şekli	Alternatif gerilim	Alternatif gerilim	Doğru gerilim	Doğru gerilim	Doğru gerilim
Uyarma Durumu	Uyarma gerekmez	Doğru gerilimle uyarılır	Doğru gerilimle uyarılır	Uyarma gerekmez	Uyarma gerekmez
Sürücü	Değişken hız uygulamasında gerekir	Değişken hız uygulamasında gerekir	Değişken hız uygulamasında gerekir	Daima gerekir	Daima gerekir
İşletme ve Bakım Masrafı	Yok denebilir	Kısmen bakım gerekir	Bakım gerekir	Yok denebilir	Yok denebilir
Motor Maliyeti	Ucuz	Pahalı	Pahalı	Ucuz	Orta
Sürücü Maliyeti	Pahalı	Pahalı	Orta	Orta	Orta
Verim	iyi	iyi	Orta	iyi	Çok iyi
Çalışma Ortamı	Her ortamda çalışır	Her ortamda çalışır	Patlayıcı ortamda kullanılmaz	Her ortamda çalışır	Her ortamda çalışır
Kararlılık	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi

1.2.Motorların Kontrolü

Alternatif akım motorlarında, skaler temelli kontrol yöntemleri ile vektör temelli kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda sade ve ucuz olan skaler temelli v/f kontrol yöntemi tercih edilirken, yüksek performans gerektiren uygulamalarda ise, vektör kontrol yöntemleri kullanılır. Bu yöntemler, Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) olarak adlandırılır.

Doğrudan moment kontrolü 1986 yılında Takahashi ve Noguchi tarafından asenkron motorları için uygulanmış bir yöntemdir. Bu yöntemde doğrudan stator akı ve momentini kontrol edilir. Tahmin edilen akı ve momente göre, önceden belirlenmiş bir anahtarlama strateji tablosu yardımı ile, sürücü devresi güç anahtarları sürülerek, doğrudan moment kontrolü yapılır [1,2,3].

Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yönteminde motorda istenilen momentini elde etmek için, d ve q rotor referans düzleminde vektör olarak ifade edilen motor akımları kontrol edilir. Bu yöntem, vektör kontrol yöntemi de denir. Akım bileşenleri, d eksen akımı ve q eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç vardır [1-5].

Motor tasarımında kullanılan teknikler moment dalgalanmalarını her çalışma koşulunda tam olarak yok etmeyi başaramamıştır. Moment dalgalanmasını azaltmak için motor tasarımında kullanılan yöntemlerden biri kör oyuk kullanmaktır. Bu yöntem, moment dalgalılığını en aza indirmek için moment titreşimlerinin frekansını artırıp genliklerini azaltarak dalgalanma etkisini azaltmayı amaçlamaktadır. Diğer bir yöntem “Skewing” adı verilen popüler bir yöntemdir. Bu yöntemde, stator oyuk ve sargıları ya da rotordaki sabit mıknatıslar belli bir açıda yerleştirilir. Bu yöntem rotor mıknatısları tarafından görülen relüktans momentini küçülterek, böylece Cogging Momentin dalgalanması azaltır [5-9]. Moment dalgalanmasını azaltmak için kullanılan diğer yöntemler ise sargıların hava aralığı boyunca uygun şekilde dağıtılması, stator faz sayısının artırılması, sabit mıknatısların rotora uygun bir şekilde yerleştirilmesi ve stator oluklarına uygun şekiller verilmesi ile yapılır.

Motorun modellemesinde genellikle iki yöntem kullanılır, ilki genel elektrik makina teorisi kullanılarak bir eşdeğer devre oluşturmaktır, ikinci yöntem ise manyetik alan dağılımının elde edilmesi için Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ile yapılan çözümlemedir. Sayısal inceleme yöntemlerinden biri olan Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ile motorun

gerçek alan dağılımı, gerçek olan motorun fiziksel ortamında, manyetik saçların doğrusal olmayan manyetik geçirgenliği hesaba katılarak daha doğru bir çözümleme yapılır.

SMSM'lerin kontrolünde, rotor ile döner alanın senkron olması için, rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç vardır. Geleneksel kontrol sistemlerinde konum ve hızı algılamak için elektromanyetik çözücüler veya optik algılayıcılar kullanılır. SMSM'lerin algılayıcısız kontrolü için birçok yöntem bulunmaktadır. Bu yöntemler genel olarak; çıkıntılık izleyerek, akı ve zıt emk'yı belirleyerek, durum gözlemleyicileri kullanarak, ölçülen motor akımları ve gerilimleri ile kullanılan modelden akım ve gerilimleri kullanarak yapılan hesaplamalar ile konum belirleme, veya açık çevrim kontrol yöntemleridir [1,5,10,11].

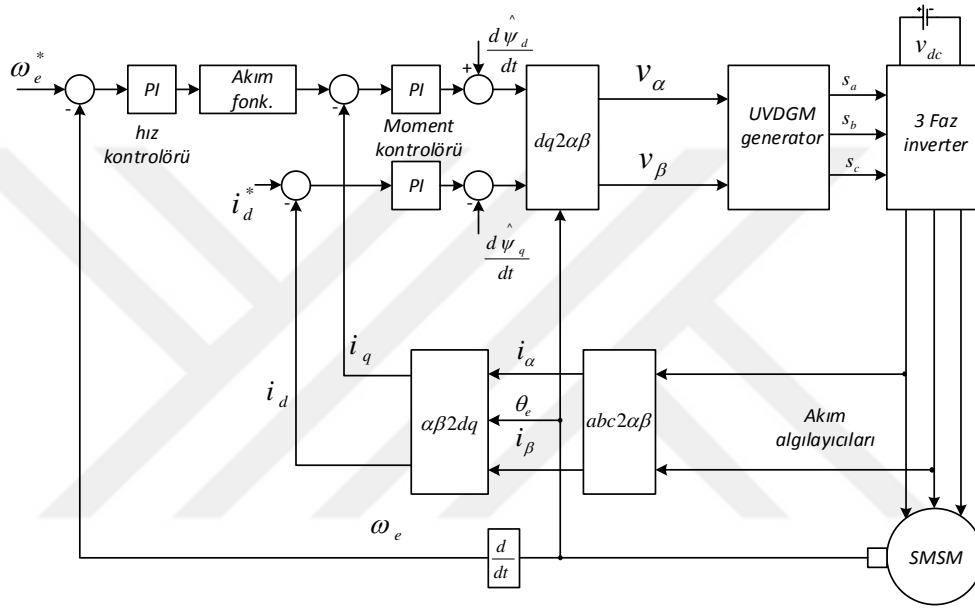
Motor parametrelerinin belirlenerek, moment dalgalılığının azaltılmasında kullanılan yöntemlerden biri de tahmin ve izleyici teknikleridir. Bu tahmin ve izleyici yapıları önceden hesaplanan parametrelere bağlı olduğu için motorun çalışması esnasındaki değişimlere karşı duyarsızdır. İlk çalışmalarda tahmin edilen bu değerler hız veya akım döngüsünde kullanılırken sonraki çalışmalarda bu sorunu gidermek amacıyla çevrimiçi tahmin teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Bazı tahmin ve izleyici algoritmaları Kalman Filtresi ve En küçük kareler yöntemi gibi farklı nümerik yöntemler ile sinir ağları ve optimizasyon yöntemleri içermektedir [10, 12-20].

Moment dalgalılığını azaltmada kullanılan yöntemlerden biri de "Iterative Learning Control" (ILC) olarak bilinen bir yinelemeli öğrenme kontrol yöntemidir. Bu yöntemde öğrenme mekanizması, arzulanan ve ani olarak tahmin edilen moment ile üretilen akım sinyalini her periyotta yinelemeli olarak karşılaştırmaktadır [10, 21-24]. Ayrıca moment dalgalılığını minimize etmek için q eksen akımını modifiye eden tekrarlayıcı akım kontrol yöntemi uygulanmaktadır [10, 25].

İnverter anahtarlama sisteminden kaynaklanan ve SMSM'de üretilen harmonik gürültülerinin ve moment dalgalanmalarının azaltılması için aktif ve pasif filtre yapıları kullanılan birçok çalışma vardır.

2. SMSM İÇİN EŞDEĞER DEVRE ve MATEMATİKSEL MODEL

Sabit Mıknatıslı Senkron motorların (SMSM) enerji dönüşümü yapabilmesi için mutlaka elektronik sürücüye ihtiyaç vardır. Elektronik sürücülü motor tahrik sistemlerinde, ilgili sensörler, güç elektroniği devresi ve denetleyicisi bulunur. Sensörler geri besleme ve istenen işlem için güç elektroniği devresini kontrol etmek için kullanılır. Bu çalışmada da Şekil 2.1’de görülen SMSM kontrol sistemi kullanılmıştır.



Şekil 2.1. Alan yönlendirmeli kontrolün blok şeması

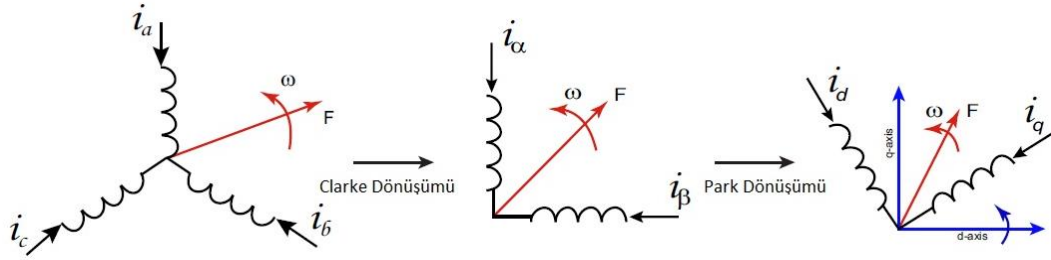
2.1.Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Modellenmesi

2.1.1.Referans Düzlem Dönüşümleri

Üç fazlı alternatif akım makinalarının gerilim denklemleri elde edildiğinde denklem içinde endüktans ifadelerinin olduğu görülür. Motorların endüktans değerleri, eğer rotor durmuyor ise motorların davranışlarını tanımlayan bu diferansiyel denklemlerdeki endüktans katsayıları, rotor hızı ve konumuna bağlı olarak değişim gösterir.

Üç fazlı alternatif akım motorlarındaki modellemelerde kullanılan faz düzlemleri arasındaki dönüşümlerde motor dinamik eşitliklerinin daha kolay çözümü yapılabilmektedir. Faz dönüşüm işlemleri genellikle üç fazlı sabit düzlemde iki fazlı sabit düzleme (Clarke dönüşümü), iki fazlı sabit düzlemde üç faz sabit düzleme (Ters Clarke

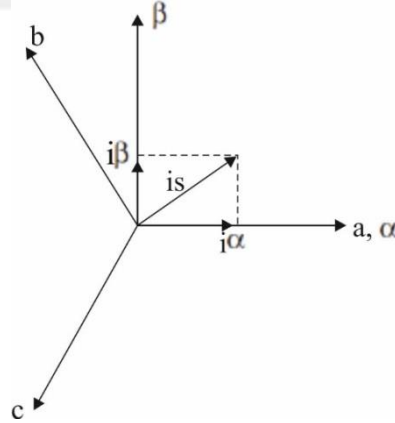
dönüşümü), iki veya üç fazlı sabit düzlemde iki fazlı rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve iki fazlı rotor düzleminden iki ya da üç fazlı sabit düzleme (Ters Park) dönüşümü şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 2.2’de referans düzlem dönüşümleri gösterilmektedir.



Şekil 2.2. Referans düzlem dönüşümleri

2.1.2. Clarke Dönüşümü (a, b, c) ↔ (α, β)

Clarke dönüşümü, üç fazlı sabit düzlemde iki fazlı sabit düzleme dönüştürmede kullanılır. Fazör diyagramında a eksenini ile α ekseninin aynı yönde oldukları kabul edilmiştir (Şekil 2.3 -2.5). Clarke ve Ters Clarke dönüşümlerine ait bağıntılar sırasıyla (2.1) ve (2.2)’de verilmiştir.



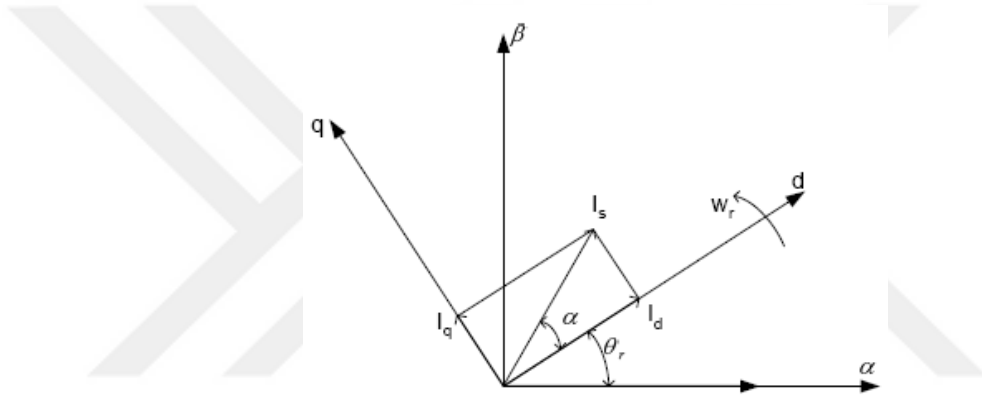
Şekil 2.3. Clarke dönüşümünde bileşenler

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.1.3. Park Dönüşümü (α, β) $\leftrightarrow$ (d, q)

Park dönüşümleri, iki fazlı döner düzlemden, iki fazlı sabit düzleme dönüşüm için kullanılır. Bu eksen dönüşümlerine ait vektör diyagramı Şekil 2.4’de görülmektedir. Park ve Ters Park dönüşümlerine ait bağıntılar sırasıyla (2.3) ve (2.4)’de verilmiştir.



Şekil 2.4. Park dönüşümünde bileşenler

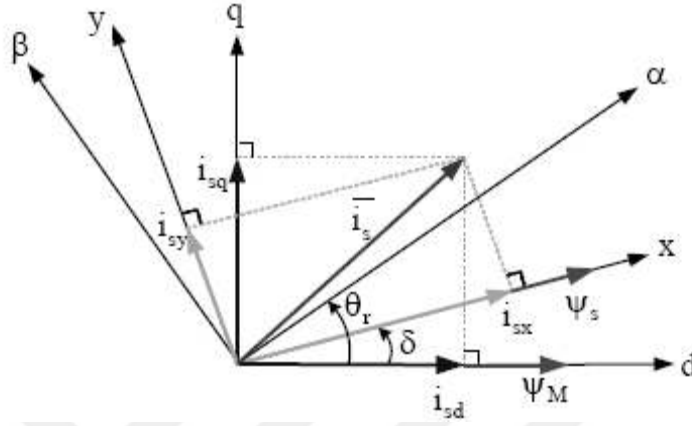
$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Üç fazlı a,b,c düzleminde iki fazlı rotor düzlemine doğrudan dönüşüm de yapılabilir. Buna ait ifadeler aşağıdaki (2.5) ve (2.6) denklemlerinde verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_r & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

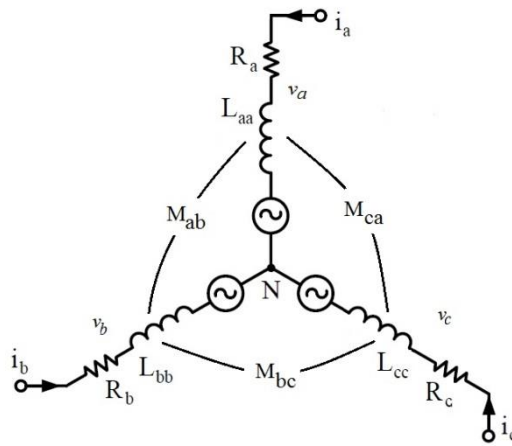
$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 1 \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$



Şekil 2.5. d-q ve x-y ekseninde vektör diyagramı

2.1.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Eşdeğer Devresi ve Modeli

SMSM'in abc modeli oluşturulurken Şekil 2.6'da gösterilen eşdeğer devre kullanılır. Modeli oluşturulacak makina, 3 fazlı yıldız bağlı stator sargıları ve sabit mıknatıslı bir rotora sahiptir. Stator sargıları 120° faz farklı yerleştirilmiş olup, hava aralığı alanının sinüzoidal dağıldığı kabul edilmiştir. Her sargının N_s sarım sayısı ve R_s sargı direncinin eşit olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca motora ait manyetik bozucu etkiler ihmal edilmiştir.



Şekil 2.6. SMSM üç faz stator eşdeğer devresi

Motora uygulanan üç fazlı sinüzoidal gerilimler aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$\begin{aligned}v_a &= V_m \sin \omega_e t \\v_b &= V_m \sin(\omega_e t - 2\pi/3) \\v_c &= V_m \sin(\omega_e t + 2\pi/3)\end{aligned}\tag{2.7}$$

Stator direnç, öz ve ortak endüktans değerleri eşit kabul edilirse;

$$\begin{aligned}R_a &= R_b = R_c = R_s \\L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = L_s \\M_{ab} &= M_{bc} = L_{ca} = M\end{aligned}\tag{2.8}$$

stator gerilimleri;

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}\tag{2.9}$$

faz sargı akıları;

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}\tag{2.10}$$

(2.10) denklemi (2.9)'da yerine yazılır ve (2.8)'deki eşitlikler uygulanırsa;

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \psi_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}\tag{2.11}$$

elde edilir. Burada v_a, v_b, v_c stator faz-nötr gerilimlerini, ψ_a, ψ_b, ψ_c faz sargılarının toplam akılarını, i_a, i_b, i_c stator akımlarını, ψ_m sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akının statora indirgenmiş genliğini, R_s stator direncini, L_s ise senkron endüktansı temsil etmektedir. θ_e rotorun elektriksel açısını temsil etmektedir.

Motorun elektriksel çıkış gücü ve elektromanyetik moment ifadesi;

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c\tag{2.12}$$

$$T_e = P_e / \omega_r\tag{2.13}$$

Elektriksel moment; manyetik enerjinin dönme açısına göre türevi olduğu için aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \frac{\partial [\psi_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.14)$$

Burada θ_r mekanik rotor açısı, p ise motorun çift kutup sayısıdır. Hareket denklemini aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T_e = T_y + J \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r \quad (2.15)$$

Burada ω_r mekanik açısal hız, J atalet momenti, T_y yük momenti ve B_m motor ve dönen sistemin sürtünme katsayısıdır. θ_e elektriksel açı ile ω_e elektriksel açısal hız arasında bağıntılar aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega_e = d\theta_e/dt \quad (2.16)$$

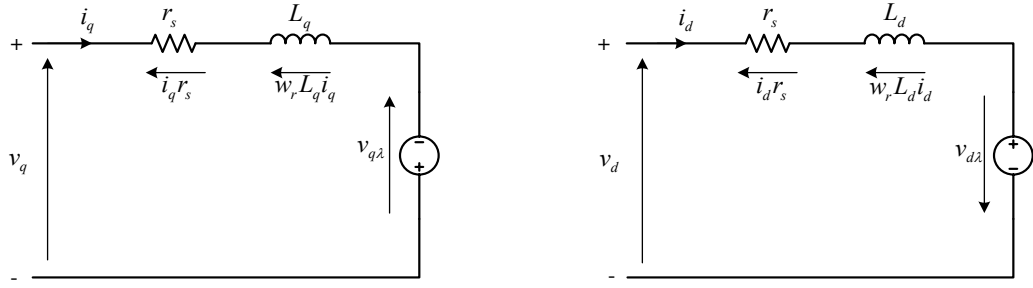
$$\theta_r = \frac{1}{p} \theta_e \quad (2.17)$$

$$\omega_r = \frac{1}{p} \omega_e \quad (2.18)$$

Stator senkron endüktansı, öz endüktans ve sargıların ortak endüktanslarının toplamıdır. Bu değerler θ_r 'ye bağlı olarak değiştiğinden moment ve gerilim ifadelerinin çözümünü zorlaştırır. Bu nedenle denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak için endüktans matrisi elemanlarının zamanla değişmediği bir eksen takımına geçirmek gerekir. Bu maksatla dq0 dönüşümü yapılır. Bu dönüşüm yapıldıktan sonra endüktans matrisi elemanları sabit katsayılar haline gelmektedir [10, 26-30].

2.2.Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun dq0 Eşdeğer Devresi ve Modeli

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar serbest DC uyarımlı doğru akım makinaları gibi, genellikle dq referans düzlemi içinde ele alınır. Makinanın eşdeğer devresi yaklaşık olarak serbest uyarımlı doğru akım makinası ile aynıdır. dq modelinde motor devresi Şekil 2.7'de gösterildiği gibi bağımsız iki devre gibi davranır.



Şekil 2.7. SMSM dq eşdeğer devresi

Denklem (2.11)'de verilen motorun gerilim denklemlerine Clarke ve Park dönüşümleri uygulanırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$V_d = r_s \cdot i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (2.19)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d \quad (2.20)$$

Burada V_d ve V_q d ve q eksen gerilimlerini, i_d ve i_q d ve q eksen akımlarını, ψ_d ve ψ_q ise d ve q eksen akılarını göstermektedir. Buradaki akı ifadeleri, denklem (2.21) ve (2.22)'de tanımlanmıştır.

$$\psi_q = L i_q \quad (2.21)$$

$$\psi_d = L i_d + \psi_m \quad (2.22)$$

Bu ifadeler yukarıda yerlerine yazılacak olursa;

$$V_d = r_s \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (2.23)$$

$$V_q = r_s \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_m \quad (2.24)$$

olarak elde edilir. Elektriksel moment ifadesi ise;

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.25)$$

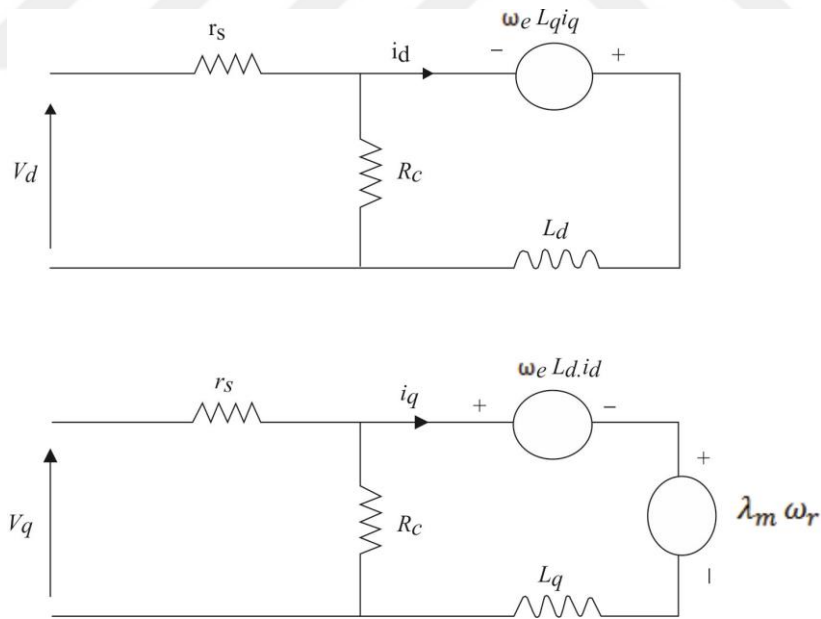
şeklinde elde edilir. Denklem (2.25) 'te p, makina rotor kutup çifti sayısıdır. Denklem (2.25) 'te iki tork üreten terim vardır. Birincisi mıknatıs akısının ve q-ekseni akımının etkileşiminden meydana gelen motorun ana torkudur. İkincisi, d ve q eksen endüktansı arasındaki farka dayanır ve bu nedenle relüktans torku olarak adlandırılır. Bu ikinci bileşen, yüzeye monte PM senkron makinalarda yaklaşık sıfır değerindedir. Fakat relüktans torku içten mıknatıslı (IPM) motorlarının önemli bir özelliğidir ve bu motorlara daha

yüksek hız aralığı imkanı sağlar. Kolaylık sağlamak için makina modelinin durum uzayı gösterimi şu şekilde elde edilebilir:

$$\begin{aligned} p.i_q &= (V - R.i_q - \omega_e.L_d.i_d - \lambda_m\omega_r)/L_q \\ p.i_q &= (V - R.i_q - \omega_e.L_d.i_d)/L_q \\ p.\omega_r &= (T_e - T_y)/J \end{aligned} \quad (2.26)$$

Bu denklem takımında, λ_m , makinanın tork veya zıt emk sabiti ve J rotorun ve yükün atalet momentidir. Bu denklemler, (2.5) ve (2.6) denklemleri ile birleştirilerek, makina modeli oluşturulabilir.

Bu yöntemle denklem (2.26)'da geliştirilen model, bir SMSM için biraz basitleştirilmiş bir modeldir. Bu modelde demir kayıplarının (fuko ve histerezis kayıpları) ihmal edilmesi simülasyonla elde edilen sonuçların doğruluğu üzerinde küçük bir hataya neden olur. Yapılan modellemelerde genellikle demir kayıpları ihmal edilir. Demir kayıplarını modelin içerisine dahil etmenin basit bir yolu, Şekil 2.8'te gösterilen eşdeğer devreyi kullanmaktır.



Şekil 2.8. Demir kayıpları dahil edilmiş SMSM eşdeğer devreleri

Demir kayıp direnci R_c sabit değildir, çalışma frekansının bir fonksiyonu olarak verilir.

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_{c0}} + \frac{1}{R_{c1}.\omega_r} \quad (2.27)$$

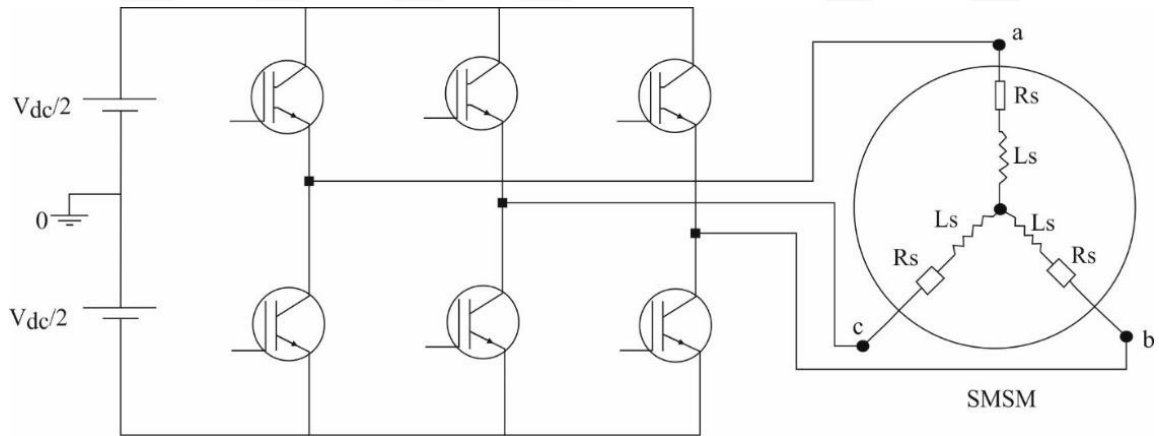
Bu çalışmada, bu direnç sonsuz olarak kabul edilerek demir kayıplar ihmal edilmiştir.

2.3. SMSM Kontrol

SMSM'lerin stator yapısı Asenkron Motorlar ile aynı olduğu için bu motorlara uygulanan kontrol yöntemlerinin tümü SMSM'lere de uygulanabilir. Bu kontrol yöntemleri aşağıdaki gibi sıralanabilir,

- v/f Kontrol
- Vektör Kontrolü
- Doğrudan Moment Kontrolü

Bu çalışmada vektör kontrol kullanılmıştır. Bu kontrol yöntemlerinde motora uygulanacak olan değişken genlikli ve değişken frekanslı gerilimlerin elde edilmesi için darbe genişlik modülasyonu (DGM) kullanılmaktadır. Şekil 2.9'da görüldüğü gibi, DGM ile elde edilen sürme işaretleri, gerilim kaynaklı bir evirgece uygulanmakta ve evirgeç çıkışında elde edilen değişken, gerilim ve frekansa sahip gerilim SMSM'nin statoruna uygulanarak SMSM'nin kontrolü gerçekleştirilmektedir. DGM teknikleri ile çıkış akımının harmonikleri de kontrol edilebilmektedir [26-31].



Şekil 2.9. Gerilim Kaynaklı Evirici'den beslenen SMSM

2.3.1. Darbe Genişlik Modülasyonu Teknikleri

Motor kontrolünde, Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM), Uzak Vektör DGM ve Histerezis DGM yöntemleri yaygın bir şekilde kullanılır. Bu çalışmada Uzak Vektör DGM kullanılmıştır. Bu yöntemler gerilim kaynaklı evirgecin kontrolü için kullanılan yöntemlerdir.

Darbe genişlik modülasyonu tekniklerinde yaygın bir şekilde kullanılan sinüzoidal DGM'nin sayısal olarak işlemcilerle gerçekleştirilmesi, referans sinüzoidal dalganın düzenli olarak örneklenmesiyle mümkün olmaktadır. Son yıllarda yaygın olarak kullanılmaya başlanan uzay vektör modülasyonu ise temel bir sayısal modülasyon tekniğidir [8].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı gerilim kaynağı evirgecinde mümkün olan sekiz çalışma durumu için $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörünün durağan çatıda, komşu iki sıfır olmayan vektör ve iki sıfır vektörü için, ifade edilmesi temeline dayanır [8, 9].

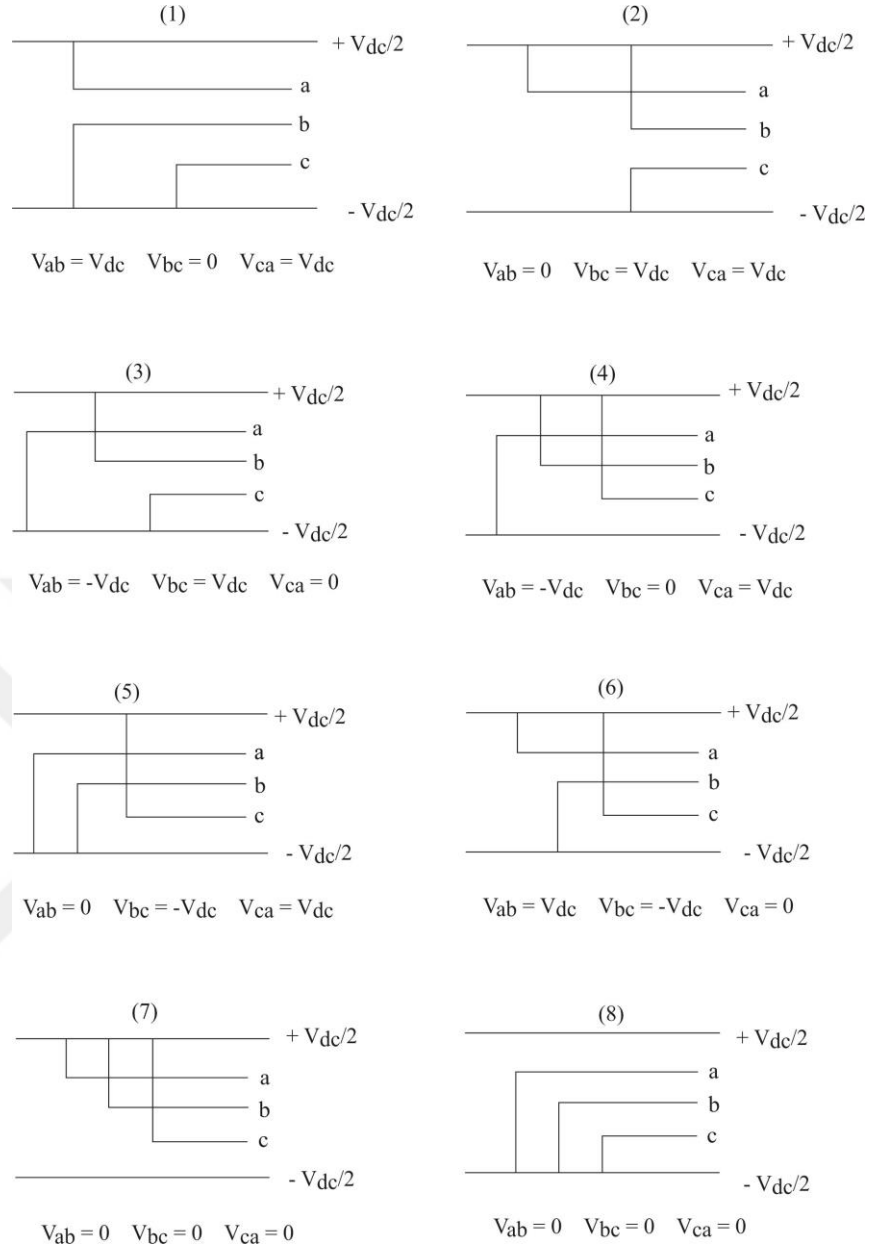
$$\overrightarrow{V_{ref}} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3} (V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.27)$$

Şekil 2.10'da evirgeçte ayrık uzay vektörleri olarak ifade edilen sekiz durum için, evirgeç kutup gerilimleri verilmiştir. Bu sekiz durum için tanımlanan ayrık uzay vektörleri için aşağıdaki ifadeler yazılabilir.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{V_1} &= -\overrightarrow{V_4} \\ \overrightarrow{V_2} &= -\overrightarrow{V_5} \\ \overrightarrow{V_3} &= -\overrightarrow{V_6} \\ \overrightarrow{V_0} &= -\overrightarrow{V_7} = 0 \end{aligned} \quad (2.28)$$

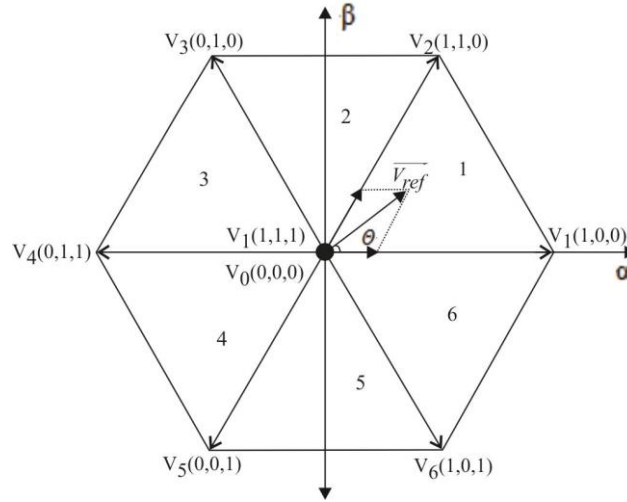
Sıfır olmayan altı gerilim vektörü genel olarak şu formda ifade edilebilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k = 1, \dots, 6) \quad (2.29)$$



Şekil 2.10. Ayırık uzay vektörleri için çıkış gerilimleri

Şekil 2.11’de daha önce tanımlanan, altı sıfır olmayan gerilim vektörü ve iki sıfır vektörü altıgen formunda uzay vektörler olarak gösterilmiştir. Her bir T_s anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü, $\vec{V}_{ref}$ olarak tanımlanmaktadır. T_s ’in yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse, bu sürede $\vec{V}_{ref}$ yaklaşık olarak sabit kabul edilir ve makinanın temel davranışını bu vektörün hareketi belirler [33].



Şekil 2.11. Altıgen formunda uzay vektörler

Uzay vektör modülasyon tekniğinde Şekil 2.11’de belirtilen $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü altı bölgenin her birinde 0 ve 7 sıfır vektörleri ve bitişik iki sıfır olmayan aktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Bu durumda her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör bu dört evirgeç durumu arasındaki anahtarlama ile oluşturulabilir. Şekil 2.11’de $\vec{V}_{ref}$ vektörünün k bölgesinde bulunduğu kabul edilirse, bu durumda bitişik vektörler $\vec{V}_k$ ve $\vec{V}_{k+1}$ olur. Altıncı bölge için $k+1=1$ olur. Anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçilirken evirgecin sadece bir bacağı anahtarlanır. Bu durum en iyi harmonik performansı da sağlamaktadır.

Her bir anahtarlama periyodunda evirgeç kutupları bir sıfır durumuyla başladığında aynı yönde değiştirilir. Tekrar sıfır durumuna ulaşıldığında $T_s/2$ süresi dolduğunda evirgeç kutupları ters yönde değiştirilerek tekrar sıfır durumuna ulaşılır ve T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Örnek olarak, referans vektör bölge 3’de bulunduğu ilk olarak $\vec{V}_0$, $\vec{V}_3$, $\vec{V}_5$ ve en son $\vec{V}_7$ gerilim vektörleri için anahtarlama yapılır. Daha sonra sıra ters olur. $\vec{V}_7$, $\vec{V}_5$, $\vec{V}_3$ ve en son $\vec{V}_0$ için anahtarlama yapılarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Çift sektörlerde ise, bunun tersi sırada vektörler uygulanır. Bu durumda $\vec{V}_0$ vektöründen sonra $\vec{V}_{k+1}$, $\vec{V}_k$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_k$, $\vec{V}_{k+1}$ ve $\vec{V}_0$ vektörü uygulanarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır [9], [33].

Uzay vektör modülasyon stratejisinde her iki sıfır ve sıfır olmayan durum süreleri hesaplanarak bu sürelere göre anahtarlama yapılmaktadır. Herhangi bir k bölgesi için $\overrightarrow{V_{ref}}$ gerilim vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \overrightarrow{V_k} \frac{T_k}{T_s/2} + \overrightarrow{V_{k+1}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (2.30)$$

Bu formülde $\overrightarrow{V_0} = \overrightarrow{V_7} = 0$ olduğundan denklemde yazılmamıştır ve T_s anahtarlama periyodunda $\overrightarrow{V_{ref}}$ vektörü sabit olarak kabul edilmektedir.

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (2.31)$$

Her bir T_s anahtarlama periyodunda iki adet T_0 , T_k , T_{k+1} süresi bulunmaktadır. Denklem 2.31 denklem 2.30' da yerine yazılırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{jk\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (2.32)$$

Bu denklemde $\overrightarrow{V_{ref}} = V_\alpha + jV_\beta$ ifadesi yerine yazılarak reel ve imajiner kısımlar ayrıştırılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

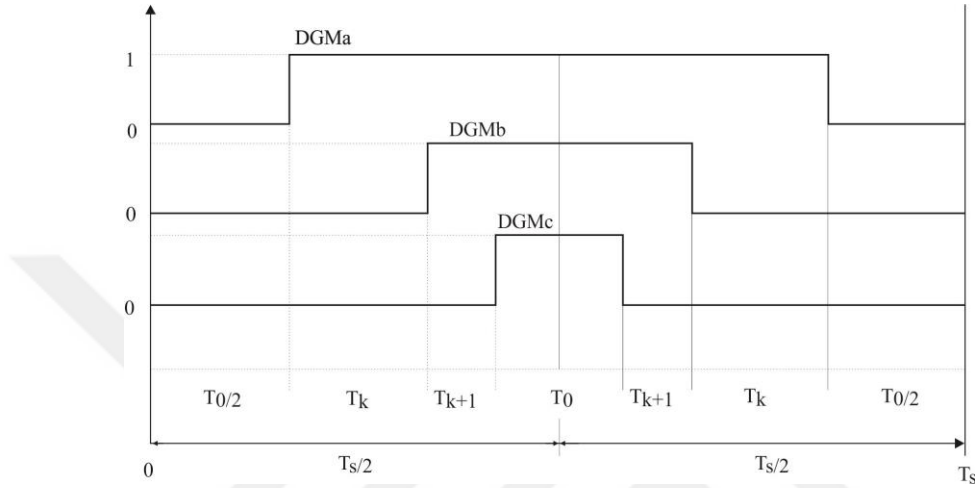
denklemini elde edilir. Burada $\overrightarrow{V_{ref}}$ vektörünün açısı θ aşağıdaki gibi ifade edilebilir [2].

$$\frac{(k-1) \cdot \pi}{3} \leq \theta \leq \frac{k \cdot \pi}{3} \quad (2.34)$$

Denklem 2.33' de T_k ve T_{k+1} süreleri çekilirse aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{(k\pi)}{3} & -\cos \frac{(k\pi)}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Toplam sıfır vektör zamanı T_0 , iki sıfır durumu arasında keyfî şekilde bölünebilir. Uygulanan genel çözüm yöntemi $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ arasında eşit olarak paylaştırılmaktadır. Anahtarlama düzenine bir örnek vermek için referans vektörün bölge 1’de bulunması durumunda anahtarlama düzeni Şekil 2.12’ de gösterilmiştir.



Şekil 2.12. Referans uzay vektörün 1. bölgede olması durumunda DGM işaretleri

Şekil 2.11’ de düzgün altıgende $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü daire şeklindeki bir eğride θ açısıyla hareket ettiği düşünülmektedir. Bu durumda $\theta = \omega t$ için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}| e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}| [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (2.36)$$

Denklem 2.36’ da $|\vec{V}_{ref}|$, istenen genliktir ve ω , istenen faz geriliminin açısidir. Bu ifade denklem 2.35’ de yerine yazıldığında T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki denklemle ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k\pi}{3} - \omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

2.3.2. Uygulanan Gerilim Vektörünün Sınırı

Ayrık uzay vektörlerinin oluşturduğu altıgende çizilen maksimum dairenin altıgene teğet olduğu durumlarda çıkış geriliminin maksimum olacağı ve bu maksimum gerilim değerine göre oluşturulacak modülasyon indeksinin 0.906 olduğu daha önce belirtilmiştir.

Referans gerilim vektörünün genliği artırıldığında bu noktalarda daire, altıgenin dışına çıkar ve aktif anahtarlama durumlarının yakınında tekrar iç tarafa geçer. İstenilen eğri altıgen dışına çıkarsa bilinen zaman denklemleri değişir ve sıfır gerilim vektörlerinin süresi negatif olur. Bu durumda sıfır gerilim vektörlerinin süresi olan T_0 , gerçekte negatif süre olamayacağından anlamsız olur [33].

Bu durumda problemin çözümü için T_k ve T_{k+1} süreleri yeniden düzenlenmektedir.

$$T'_k = \frac{T_s}{2} \frac{T_k}{T_k + T_{k+1}} \quad (2.38)$$

$$T'_{k+1} = \frac{T_s}{2} \frac{T_{k+1}}{T_k + T_{k+1}} \quad (2.39)$$

Burada $T'_{k+1} + T'_k = \frac{T_s}{2}$ ve $T_0 = 0$ olur. Bu durumda oluşturulacak gerilim vektörünün genliği küçülecektir.

$$\overrightarrow{V'_{ref}} = \frac{2}{T_s} (\overrightarrow{V_k T'_k} + \overrightarrow{V_{k+1} T'_{k+1}}) = \frac{T_s}{2(T_k + T_{k+1})} \overrightarrow{V_{ref}} \quad (2.40)$$

2.3.3. Sektörün Belirlenmesi

Daha önce referans gerilim vektörü, $V_\alpha + jV_\beta$ olarak tanımlanmıştır. Bu durumda faz açısı θ şu şekilde tayin edilebilir. Daha sonra tayin edilen bu α 'ya göre referans gerilimin bulunduğu sektör belirlenmektedir.

$$\theta = \arctan \left[\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right], \quad \theta \in [0, 2\pi] \quad (2.41)$$

Bu hesaplamada arctan ve bölme işlemi için mikroişlemcide iki çalışma zamanı gereklidir ve V_α sıfıra eşit olduğunda α belirlenemez. Bunun yerine her bir bölgede referans vektörün bulunduğu çeyrek daire, referans vektörün reel ve imajiner bileşenlerinin

işaretlerine bakılarak belirlenebilir. Örneğin ilk çeyrekte referans vektör V_α 'nın ve V_β 'nin (+) işaretli olduğu kabulüyle referans vektör bölge 1 veya bölge 2'de bulunabilir.

Bu durumda $\arctan \left[\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right] \leq \left(\frac{\pi}{3} \right)$ kontrolü yapılır. Eğer eşitlik sağlanıyorsa vektör bölge 1'de, sağlanmıyorsa bölge 2'de bulunur.

Elde edilen makina modeli, kontrolör için kullanılabilir. Bu araştırmanın odağı PM senkron makinaların elektrik parametreleri üzerine olacağı için, ağırlıklı olarak moment kontrolörleri üzerinde durulmuştur.

2.4. SMSM Tork Kontrolü

SMSM denetleyicilerinde farklı bloklar bulunur. PWM denetleyicisi için motor parametrelerine ihtiyaç yoktur. Çünkü inverter anahtarları görev döngüleri için gerilim referanslarını kullanır.

Bundan sonraki bölümlerde, motor torkunu akımlar ile ilişkilendiren denklemler, gerilime etki ederek akımın nasıl kontrol edileceği ile izah edilecektir. Böylelikle, bu kontrolörlerde motor parametrelerinin önemini daha etkili bir şekilde görmemizi sağlayacaktır.

Bu bölümde makina akımlarını elektromanyetik tork ile ilişkilendirmek için, bir SMSM ile birlikte kullanılabilen çeşitli algoritmalar verilecektir. Verilen algoritmaların tamamı (2.42) denklemlerini kullanır.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.42)$$

$$i_q^* = 2T_e / (3p\psi_m)$$

2.4.1. d-ekseni Sıfır Akım Kontrolü

Yüzeye monteli SMSM'lerde d ve q eksenli endüktansları eşit olduğu için ($L_d = L_q$), d eksenli akımı sıfıra ayarlanırsa, denklem (2.42) aşağıdaki şekilde olur.

$$T_e = \frac{3p}{2} \psi_m i_q$$

(2.43)

Denklem (2.43), motorun elektromanyetik torkunun sadece q eksen akımına bağlı olarak değiştiğini ve d eksen akımından tamamen bağımsız olduğunu gösterir. Bu nedenle d eksen akımı sıfır olacak şekilde kontrol edilir. Böylece aynı torku meydana getiren akım en küçük değere indirilmiş olur. Bu işlem " $i_d = 0$ kontrol" [6] olarak adlandırılır ve i_q akımı aşağıdaki gibi olur.

$$i_q = \frac{2T_e}{3p\psi_m}$$

(2.44)

Bu algoritma, IPM makineleri ile de kullanılır ve basitliği nedeniyle tercih edilir, fakat bu durumda IPM'in relüktans torkunun etkisi ihmal edilmiş olur. Bir IPM'yi bir SMSM olarak kullanmakla aynıdır. Bu iki makina türü arasında fiyat farkı vardır. Eşitlik (2.44), bu basit algoritmanın, yalnızca bir makina parametresi ψ_m kullanmanın üstünlüğüne sahip olduğunu göstermektedir, çünkü p bilinen bir sabittir.

2.5. SMSM'nin Parametre Tahmini için Mevcut Durumlar

Literatürde PM makinelerinde parametre değişimini tahmin etmeye çalışan birkaç yöntem bulunmaktadır. Bu yöntemler çevrimdışı olanlar ve çevrimiçi olanlar diye iki sınıfa ayrılabilir. Çevrimdışı algoritmalar, belli bir zaman aralığında alınan ölçümleri, harici etkilerin bir fonksiyonu olarak, parametre tahminlerini elde etmek için arama tabloları oluşturmak veya enterpolasyon fonksiyonları oluşturmak için kullanır. Bu tekniklerin uygulanması kolaydır, fakat çeşitli değişkenlerin değişimine bağlı parametrelere uygulanması zordur. Örneğin yaşlanma faktörleri gibi, ölçüm anında bilinmeyen faktörlere bağlı olan parametre değişimleri hesaba katılmaz. Çevrim içi (on-line) yöntemler, parametre tahminlerini yapmak için motor çalışırken kontrolör tarafından verilen ölçümleri kullanır. Bu yöntemlerin en büyük üstünlüğü, gerçek olarak parametre değişimlerini izleyebilmesidir. Stator direncinin sıcaklık veya mekanik hasar nedeniyle değişip değişmediği çevrimiçi bir yöntem ile hemen fark edilecektir. Bununla birlikte, bu yöntemler bazen kararsız hale gelebilecek ve sürücü arızasına neden olabileceği için tasarımlarına özel dikkat gösterilmelidir.

2.5.1. Stator Direnci ve Moment Sabiti Tahmini

Bu iki parametreye, endüktanslardan farklı dikkat edilmesi gerekiyor çünkü yüzeye monte edilmiş SMSM için çoğu denetleyici, endüktans değişikliklerini bile dikkate almaz. Sonuç olarak, r_s ve λ_m 'yi tahmin etme problemi yüzey montajı ve IPM makinaları için aynıdır. Bu iki parametrenin ayrı bir alt küme olarak çevrimdışı tanımlanması, yalnızca sıcaklığa bağlı oldukları varsayımına rağmen zordur. Bunun nedeni, sıcaklık geribildirimini SMSM sürücülerinde genellikle mevcut değildir. Sonuç olarak, bu tür problemlere uygulanabilir tek yaklaşım on-line parametre tahminidir. Bu konudaki çalışmalar, genellikle motorun kararlı durum modeli göz önünde tutularak yapılır [34]. (2.45) Kararlı durum hali (2.24) denklemindeki diferansiyel terimler sıfır alınarak elde edilir.

$$\begin{aligned} V_q &= R \cdot i_q + \omega_e \cdot L_d \cdot i_d + \omega_r \lambda_m \\ V_d &= R \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \end{aligned} \quad (2.45)$$

2.5.2. Endüktans Tahmini

2.5.2.1. Çevrimdışı Endüktans Tahmini

SMSM'deki parametre tahmin yöntemleri birçoğu çevrimdışı endüktans ölçümüne odaklanır. Yöntemler değişkendir, q ve d eksenli endüktanslarını ölçmek kolay değildir, ancak Park dönüşümüyle elde edilen tahmini parametre değerleri kullanılır.

Yöntemlerden biri sonlu elemanlar analizi yaparak endüktans değerlerini elde etmektir. Bu yöntemde kullanıcı motor geometrisi ve B-H özelliklerini tam olarak bilmesi ve bir çok çözümleme yapılarak bulunur [27,34-38]. Bu yöntemde endüktanslar rotorun değişik konumları için duran rotor çözümlemeleriyle elde edilir. Çevrimdışı ölçümler için başka yöntemler de bulunmaktadır. Bunların bir kısmı farklı kilitli rotor pozisyonları ve başlangıç akım değerleri için bir gerilim uygulanmasından sonra, bir akımın 3τ veya 5τ yükselme süresi kullanılarak bulunur [36]. Çevrimdışı ölçümler genellikle on-line yöntemlerine göre daha kolaydır. Kilitli bir rotor durumunda, motor d-q denklemleri aşağıdaki gibi çok daha basit hale gelir.

$$\begin{aligned} V_d &= R \cdot i_d - p \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q &= R \cdot i_q + p \cdot L_d \cdot i_d \end{aligned}$$

2.5.2.2. Çevrimiçi (Online) Endüktans Tahmini

Motor endüktanslarını tahmin etmek için çeşitli çevrimiçi yöntemler geliştirilmiştir. [36] ve [37]'de bulunan yaklaşım, stator direncini ve tork sabiti değerini değişmeyen bir değer olarak, makina modelinde bir algılayıcı temeline dayanır. Dinamik davranış ve sayısal kararlılığı artırmak için çevrimdışı endüktans ölçümlerinden de yararlanılır.

Bu çalışmada; Yüzey mıknatıslı SMSM'de i_d akımının moment üzerinde herhangi bir etkisi olmadığı için farklı değerlerde i_d akımı enjekte edilerek motor parametreleri tahmin edildi. Motor eşdeğer devre parameterlerinin tahmininde SMSM'nin kalıcı durum denklemleri (2.46) kullanılır.

$$\begin{aligned} V_{dk} &= R_s \cdot i_{dk} - \omega_k \cdot L_q \cdot i_{qk} \\ V_{qk} &= R_s \cdot i_{qk} - \omega_k \cdot L_d \cdot i_{qk} + \omega_k \cdot \lambda_m \quad k = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Yüzey mıknatıslı silindirik kutuplu SMSM'lerde L_d ve L_q değerleri birbirine eşit olup R_s , L ve λ_m olarak üç parametre tahmini yapılır.

Referans i_d akımlarının enjekte edilmesinden sonra motorun geçici rejiminin sona erdiği andan itibaren u_d , u_q , i_d , i_q ve ω değerleri ölçülür. Bu ölçülen değerlerin anlık değerlerini almak gürültülerden dolayı hatalı parametre tahminlerine sebep olur. Bu nedenle belirli bir zaman içinde alınan değerlerin ortalama değerlerini veya DC bileşenlerini hesaplamak parametre tahmininde daha doğru bir sonuç verir. i_d akımı için bu ortalama değer, denklem (2.47) ile elde edilir.

$$\text{mean}(i_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_{dn} \quad (2.47)$$

Ölçmelerin yapılacağı Δt süresince T_s anahtarlama periyoduna bağlı olarak denklem (2.48)'de verildiği gibi N tane örnek alınarak ölçülen değerlerin ortalama değerleri bulunur.

$$N = \frac{\Delta t}{T_s} \quad (2.48)$$

Enjekte edilen akım değerlerine göre L_d ve L_q değerleri her bir ölçüme manyetik saçıdaki doymadan dolayı farklı değerler alabilir. Bu nedenle her enjekte edilen i_d akım değerine göre L_d ve L_q için denklem (2.49) yazılabilir.

$$L_d = L_{d0} - \beta_d \cdot i_d - \alpha_q \cdot i_q$$

$$L_q = L_{q0} - \beta_q \cdot i_q - \alpha_d \cdot i_d \quad (2.49)$$

Burada β_d, β_q öz endüktans, α_q, α_d ortak endüktans terimleridir. Karşılıklı endüktans çok küçük değerde olduklarından dolayı ihmal edilebilir. Denklem (2.49) denklem (2.46)'de yerine konulduğunda denklem (2.50) elde edilir.

$$V_{dk} = R_s \cdot i_{dk} - \omega_k \cdot (L_{q0} - \beta_q \cdot i_q) \cdot i_{qk}$$

$$V_{qk} = R_s \cdot i_{qk} - \omega_k \cdot (L_{d0} - \beta_d \cdot i_{dk}) \cdot i_{qk} + \omega_k \cdot \lambda_m \quad k = 1, 2, 3 \quad (2.50)$$

Denklem (2.50)'de altı tane bilinmeyen olduğuna göre altı denklem elde etmek gerekir. Bu durumda üç tane id akımı enjekte edip motor parametrelerinin tahmini için kullanılan lineer denklem matrisi, denklem (2.51)'de verildiği gibi elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_{d1} & -\omega_1 \cdot i_{q1} & \omega_1 \cdot i_{q1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ i_{q1} & 0 & 0 & \omega_1 \cdot i_{d1} & -\omega_1 \cdot i_{d1}^2 & \omega_1 \\ i_{d2} & -\omega_2 \cdot i_{q2} & \omega_2 \cdot i_{q2}^2 & 0 & 0 & 0 \\ i_{q2} & 0 & 0 & \omega_2 \cdot i_{d2} & -\omega_2 \cdot i_{d2}^2 & \omega_2 \\ i_{d3} & -\omega_3 \cdot i_{q3} & \omega_3 \cdot i_{q3}^2 & 0 & 0 & 0 \\ i_{q3} & 0 & 0 & \omega_3 \cdot i_{d3} & -\omega_3 \cdot i_{d3}^2 & \omega_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_s \\ L_{q0} \\ \beta_q \\ L_{d0} \\ \beta_d \\ \lambda_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ V_{d2} \\ V_{q2} \\ V_{d3} \\ V_{q3} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Bu yöntemin uygulaması Bölüm 4'de Matlab-Simulink benzetimi ile birlikte verilmiştir.

3. PARAMETRE DEĞİŞİKLİĞİ PROBLEM ANALİZİ

Bu araştırmanın konusu olan ve tahmin edilecek olan motor parametrelerinin kümesi (3.1) numaralı denklemde verilmiştir.

$$\theta = \begin{bmatrix} L_q \\ L_d \\ r_s \\ \lambda_m \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Bu dört parametre, demir kayıpları ihmal edildiğinde Şekil 2.7'teki eşdeğer devrede bulunan parametrelerdir.

- L_q , statoru ve rotoru, kutupları arasında değişen ve statoru ve rotoru birbirine bağlayan manyetik akı yolu ile ilişkili endüktansdır.
- L_d , sabit mıknatısları dolaşan stator ve rotoru birbirine bağlayan manyetik yolun endüktansdır.
- r_s , bir stator fazıyla ilişkili sargının elektriksel direncidir.
- λ_m , makinanın tork sabiti ve ψ_m ile doğru orantılıdır.

$$\lambda_m = \frac{P}{2} \cdot \psi_m \quad (3.2)$$

Bu çalışmanın amacı, bu parametrelerin tahmin edilmesi ve motor çalışması sırasındaki olan değişkenliklerinin online takip edilmesidir. Aşağıdaki bölümlerde bu parametrelerin, bunları etkileyen faktörlerden nasıl etkilendiği anlatılmaktadır.

3.1. Sıcaklığa Duyarlı Parametreler

Motor modelinin değişmesine neden olan başlıca dış faktör, motor sıcaklığıdır. Çünkü sıcaklık hem elektriksel hem de manyetik malzemelerin özelliklerini değiştirir. Çoğu motor sıcaklık sensörleri içermez ve sıcaklık değişimlerinden gelen hataları yok etmek zordur. Bu değişikliklere, dış ortamın sıcaklığı veya motorun kendi sıcaklığı neden olabilir. Hem bakır hem de demir kayıpları ile birlikte yataklardaki sürtünmeden kaynaklanan mekanik kayıplar, motorun sıcaklığının yükselmesine neden olur. Bu sıcaklık değişimlerinin farklı motor parametrelerini nasıl etkilediğini belirlemek zordur. Çünkü bunlar esasen motor yapımında kullanılan malzeme türlerinin fiziksel ve kimyasal özelliklerine bağlıdır. SM

makinalarında sıcaklık değışikliklerinin, elektriksel veya mekanik değışimlere oranla çok yavaş değıştiğı kabul edilir.

3.1.1. Stator Sargı Direncinin Sıcaklıkla Değışimi

Stator sargı direnci r_s 'nin sıcaklığa bağılı olan değışim denklemi (3.3)'de verilmiştir.

$$R(T) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0)) \quad (3.3)$$

Burada R_0 , referans sıcaklığı T_0 'da ölçülen iletkenin direncidir ve α , iletken malzemenin sıcaklık katsayısıdır. Bu direnç değışimi çoğı uygulama için kullanılır. Çoğunlukla α katsayısı, $T_0=20^\circ\text{C}$ verilmekle birlikte bazen 0°C sıcaklıkta verilir. Bakır iletkenler için, $\alpha = 0.004041 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ ve alüminyum iletkenler için $\alpha = 0.004308 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ dir, her ikisi de 20°C 'de ölçülmüştür. Bu, bir bakır iletken için başlangıç noktasından 20°C 'lik bir değışimin direnç değeriinde %8'lik bir değışime neden olduğı anlamına gelir. PM makinalari genellikle yaklaşık 100°C çalışma sıcaklığı aralığına sahiptir ve buna bağılı direnç değışim aralığı yaklaşık %40 tır. Bu nedenle kontrolör tasarım denklemlerinde direncin sıcaklık ile değışimi ihmal edilmemelidir.

3.1.2. Tork Sabitinin Sıcaklığa Duyarlılığı

Parametreler doğrudan motor kalıcı mıknatıslar tarafından meydana getirilen manyetik akı yoğunluğu ile ilişkilidir. Bu akı yoğunluğu sıcaklığa bağılı olarak değışmektedir. Bu değışim, kalıcı mıknatısın malzemesine, mıknatısın şekline ve mıknatısın akısının dolaştığı manyetik yola bağılıdır. Sonuç olarak, sıcaklık değışimlerinin manyetik akı üzerindeki etkileri için basit bir model elde etmek çok zordur. Fakat kalıcı mıknatıs üreticileri tarafından bir sıcaklık katsayısı için kaba bir tahmin verilebilir. Örneğın, N3571 Neodimium Demir Bor (NdFeB) mıknatısında, kalıcı manyetizma B_r için % -0.11 / $^\circ\text{C}$ katsayısı olarak bulunmuştur [38-41,42]. Sonuç olarak, bu parametre için eşitlik (3.3)'e benzer bir ifade türetililebilir. B_r 'deki azalma, manyetizasyon direnci olan mıknatısın ters koerzitif kuvvetini de etkileyebilir. Bu etkilerin her ikisi de bir manyetik devrede malzemenin manyetik özelliğini olumsuz bir şekilde etkilemektedir. Termal katsayıya ek olarak, çoğı kalıcı mıknatıs materyali, yaklaşık olarak Curie sıcaklığına [39, 41, 42] sahip olacak ve bu da mıknatıs malzemesinin şekli ve devresinin bir fonksiyonu olmaktadır. Bu

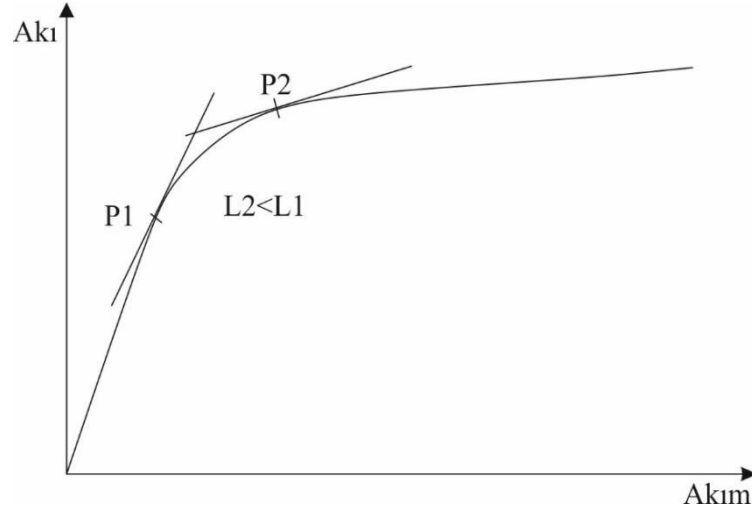
parametre, daimi mıknatısın sürekli olarak mıknatıslanmasına neden olan sıcaklıktır ve dolayısıyla daimi mıknatıslı makinalarda her ne pahasına olursa olsun yüksek sıcaklıktan kaçınılmalıdır. Samaryum Kobalt (SmCo) gibi diğer kalıcı mıknatıslı materyal türlerine kıyasla NdFeB'nin az sayıdaki dezavantajlarından biri, çok daha düşük Curie sıcaklığı ve sıcaklık değişimlerine karşı daha fazla hassastır. Örneğin, bir SmCo mıknatısın B_r için sıcaklık katsayısı yaklaşık $-0.03\% / ^\circ\text{C}$ 'dir. Bununla birlikte, SmCo mıknatısları genellikle NdFeB'den daha pahalıdır ve daha düşük (B.H) bir maksimum enerjiye sahiptir. Her iki mıknatıs tipi de yüksek performanslı PM motorlarda kullanılmaktadır.

3.1.3. Endüktansın Sıcaklıkla Değişimi

Sıcaklık değişiklikleri, motorun q ve d eksen endüktanslarını değiştirir. Bu endüktanslarla ilişkili manyetik yollar ferromanyetik bir malzemeden yapılır. Bu tür malzemelerde manyetik geçirgenlik sıcaklık ile azalır. Örneğin, tipik bir ferritin 80°C 'deki sıcaklıktaki bir artış yaklaşık % 25'lik bir geçirgenlik düşüşü meydana getirir. Bu da endüktans değerinde yaklaşık % 25'lik bir düşüş meydana getirmektedir.

3.2. Manyetik Doymanın Parametre Duyarlılıkları

Bu bölümde sadece demirin doymaya bağlı motor q ve d eksen endüktanslarındaki değişimlerinde bahsedilecektir. Manyetik doyma, PM makinalarının manyetik demir kısımlarında büyük akı yoğunluklarında oluşan bir olaydır. Elektriksel direnci bu değişimden etkilenmez ve tork sabitinden etkilenemez. Fakat bu değer küçük ihmal edilebilir bir etkidir. Doymadan, motor endüktanslarını doğrudan etkiler. Şekil 3.1, etkinin daha iyi anlaşılmasını sağlar. Şekil 3.1, akıma bağlı olarak bir demir çekirdeğe sahip bir bobinde tipik bir (sil) akı değişimini göstermektedir. Belli bir noktanın P_1 noktasından sonra değişim fonksiyonu doğrusal olmaz ve akım artışına rağmen manyetik akı artışı oransal olarak azalma gösterir. Buna, manyetik doyma denir. Endüktans değeri, bu eğrinin eğimidir. Endüktans, Şekil 3.1'deki eğrinin doğrusal kısmı için maksimum değerinde sabit kalmaktadır. Daha sonra, doyma başladığında endüktans değeri düşmeye başlar. Elektrikli makinalar modele göre daha karmaşıktır, ancak bu örnek olayın basitçe anlaşılması için bir fikir oluşturabilir. Endüktansın akıma bağlı değişimi, sıcaklığa bağlı değişiminden daha hızlı gerçekleşir.



Şekil. 3.1. Demir maddesinde doyma

PM senkron makinalar söz konusu olduğunda, hem q hem de d eksen endüktansları doymadan etkilenir. Bununla birlikte, bu iki parametrenin davranışları arasındaki önemli farkları göz önüne almak gereklidir:

-Makinenin d eksen kalıcı mıknatıs içerir ve bu mıknatısın manyetik akısı ilgili/uygun demir yoldan akar. Bu manyetik akı motor uyarıldığında (Şekil 3.1'deki P_2 indis noktasında olduğu gibi) doymaya sebep olabilir. Bu eksene bağlı elektrik akımları genellikle manyetik akıya karşı koymak için ya da relüktans torkundan yararlanmak, ya da akı zayıflatmak için yönlendirilir. Bu akımların yoğunluğuna bağlı olarak, motor endüktansı belirgin bir değişime neden olabilir. Bununla birlikte, yapay olarak artan hava boşluğu kalınlığı, mıknatıslar nedeniyle L_d 'nin doğruluğunu da azaltır.

- q -eksen endüktansı kalıcı mıknatısları içermez ve makina durduğu sırada uyarma yoktur (kalıcı akı hariç). Küçük q eksen akımları için, q -eksen manyetik devrenin demir malzemedeki doğrusal bölgede çalıştığını düşünülebilir. Bununla birlikte, büyük akımlar (yani büyük torklar) için manyetik yolda doyma olabilir ve dolayısıyla q -eksen endüktansı düşer.

Yüzeye monte edilen makinalar IPM makinalarından farklıdır. Çünkü makina dururken q ve d eksen endüktansları hemen hemen aynıdır. IPM'den daimi mıknatısları yerleştirmek için genellikle daha büyük hava boşlukları bulunur. Bununla birlikte, bir yüzeye mıknatıs monteli motor ağır yükte çalıştığı zaman doyma etkileri q -eksen içerisinde görünmeye devam edebilir. Genellikle, PM makinalarındaki q eksenleri ve d eksen endüktanslarının ayrıştığına dair bir varsayım yapılır.

3.3. Parametre Değişkenliğinin Kontrolör Performansına Etkileri Üzerinde Çalışmalar

Parametre değişimini telafi ettiği varsayılan çözümler, kontrolör tasarımı zamanı, örneğin sıcaklık etkisi, karşıt doyma ve yaşlanma etkileri, çoğu durumda denetleyici performansı üzerinde bir etkisi olacaktır. Bu araştırmanın ana konusu olan denetleyici üzerindeki parametre değişiminin etkisine odaklanmaktadır. Bu çalışmada ele alınan parametreler, PM senkron makinalarının hem tork hem de akım kontrolörlerini etkilemektedir.



4. SMSM EŞDEĞER DEVRE PARAMETERELERİNİN TAHMİNİ

4.1. Rotor Dururken (Kısa Devre) Parametre Tespiti

Bu çalışmada SMSM'nin sadece bir fazına, Şekil 4.1'de görüldüğü gibi DC gerilim uygulanarak, akımın yükselme ve düşme eğrilerinden R ve L değerleri tahmin edilmiştir. Bu yöntemde elde edilen parametre değerleri, motorun tüm çalışma şartlarında kullanılacak değer olduğu için; doyma, sıcaklık ve yaşlanmaya bağlı olacak değişimler göz önüne alınmamış olacaktır. Dolayısıyla bu durum motorun performansı üzerinde olumsuz bir etki yaparak verim ve performansın düşük olmasına sebep olacaktır. Yöntem basit ve kolay olduğu için oldukça fazla uygulama alanları bulmuştur. Bu yöntemde rotor harekete geçirilmeden, her seferinde motorun zaman sabitinin en fazla 5-10 katı bir süre için, akan akımın motor nominal çalışma akım değerine kadar çıkmasına yetecek bir DC gerilim uygulanır. Böylelikle akım değişimi V/R değerine yaklaştığında değişimi azalır ve akım değeri zamana göre doğrusala çok yakın bir değişim gösterir. Uygulanan DC gerilim değeri, akımın yükseldiği bu son değer oranlanarak sargı direnci hesaplanır. Devrede akan akım ifadesi, yükselme grafiği ve devrenin zaman sabitinin değerleri Denklem 4.1-2'de verilmiştir. Akımın yükselme ve düşme eğrisi Şekil 4.2'de görülmektedir.

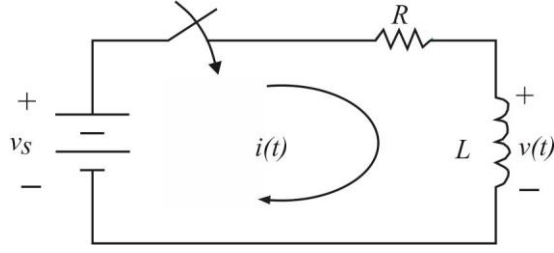
$$i(t) = \frac{V}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (4.1)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (4.2)$$

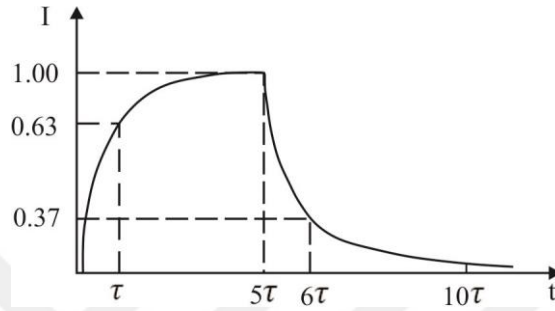
Şekilde görüldüğü gibi bir DC gerilim uygulanmış RL devresinin akım değeri 5τ süresi sonunda V/R değerine ulaştığı kabul edilir. Aslında 5τ sonra akım değeri V/R nin %99,33 ne ulaşır. Bu durumda hesaplama hatası %0.67 olur. Bu da motorlarda hızlı parametre tespiti için kabul edilebilir bir hatadır.

Eğer 5τ sonra uygulanan DC gerilim sıfırlanırsa. Endüktans üzerinde biriken enerji boşalırken devrede akan akım 1τ sonra V/R değerinin %37 değerine düşer.

DC gerilim sıfırlandıktan sonra akım değeri ulaştığı bu son değerden itibaren azalmaya başlar, bu noktada itibaren akımın $0.37 \cdot V/R$ değerine düştüğü süre ölçülerek devrenin zaman sabiti τ bulunmuş olur. τ değeri bulunduktan sonra, L değeri $\tau \cdot R$ hesaplanarak elde edilir.



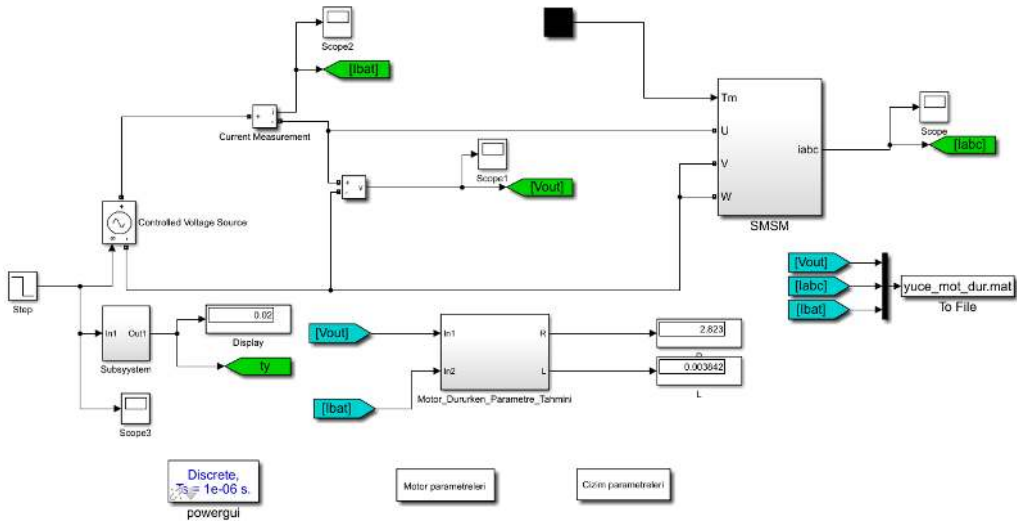
Şekil 4.1. Motor durur iken DC gerilim uygulanmış SMSM'nin yaklaşık eşdeğer devresi



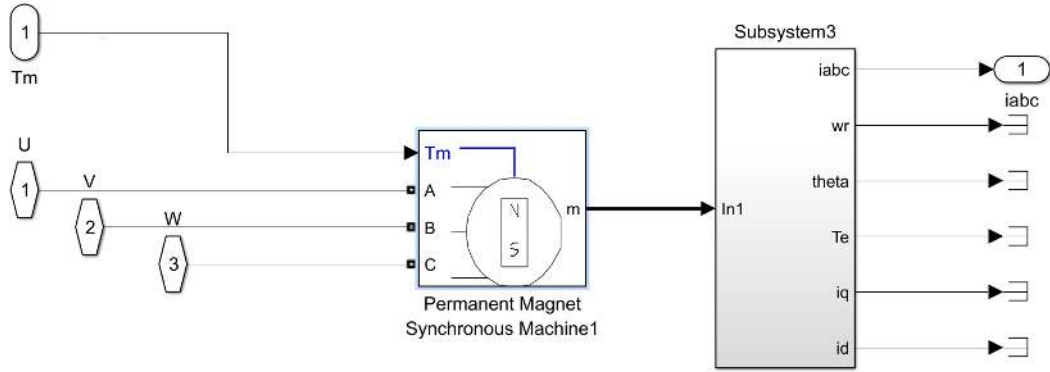
Şekil 4.2. Motor durur iken DC gerilim uygulanmış ve 5τ sonra kaldırılmış SMSM'nin bir faz sargı akım değişimi

4.1.1. Rotor Dururken Parametre Tespiti Benzetimi

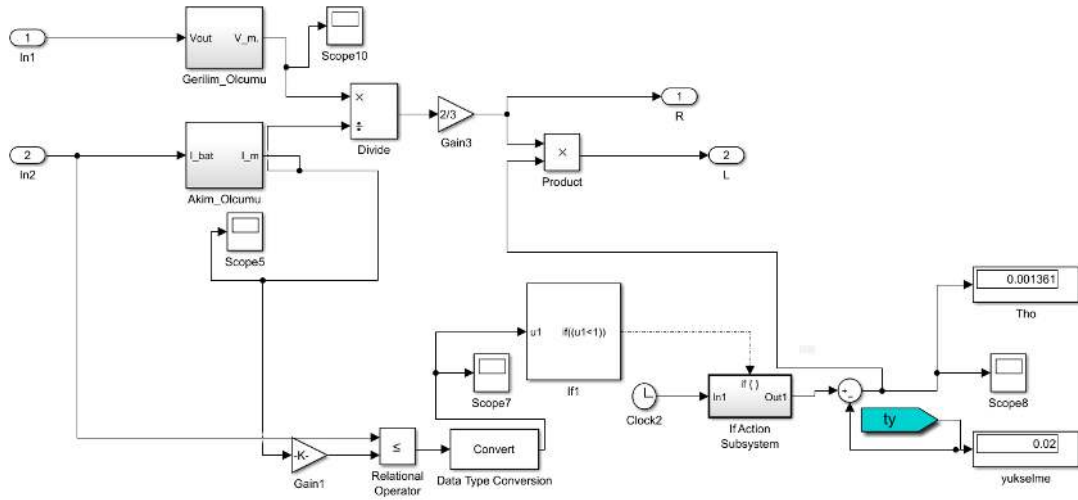
Şekil 4.3'de SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmin edildiği Matlab/Simulink benzetimi verilmiştir. Şekil 4.4 ve 4.5'de ise SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi ve alt blokları görülmektedir.



Şekil 4.3. Motor durur iken SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmin Matlab/Simulink benzetimi



Şekil 4.4. Motor durur iken SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi



Şekil 4.5. Motor durur iken SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi alt blokları

4.2. Online Parametre Tespiti

Bu çalışmanın amacı motor parametrelerinin harici veya dahili etkilere bağlı olarak modellenmesi için, motor kontrolünün tümü için bir benzetim yapmaktır. Bu maksatla ilişkin motor davranışı için bir model tasarlanır. Bu model üç fazlı bir SMSM'nin d-q dönüşümüyle verilen denklemlere dayanır. Modelin bu kısmı, belirli bir giriş gerilimi ve yük torku için faz akımlarını, motor torkunu, hızını ve rotor konumunu hesaplar.

Motor modeli girişleri olarak üç fazlı gerilimleri alır, rotor pozisyonunu kullanarak Park dönüşümü yapar ve d-q girdi gerilimlerini hesaplar. Elektromekanik model bloğu, tüm girişlerin bir fonksiyonu olarak d-q akımlarının integrali ile gerçekleştirilir. Denklemler (2.26) bu amaçla aşağıdaki gibi düzenlenir,

$$i_q = \int \frac{V_q - R \cdot i_q - \omega_e L_d i_d - \lambda_m \omega_r}{L_q} \cdot dt$$

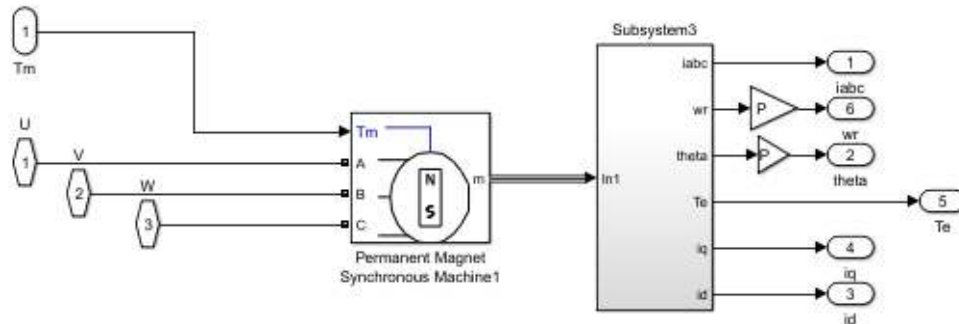
$$i_d = \int \frac{V_d - R \cdot i_d - \omega_e L_q i_q}{L_d} \cdot dt \quad (4.3)$$

Sayısal sistem modellemesinde, genellikle kararsızlık ve hatalara neden olabilecek farklılıklardan kaçınmak tercih edilir ve bu nedenle elektriksel denklemleri birlikte bir arada yazılır. Motorun elektromekanik torkunu hesaplamak için tork denkleminde akılar kullanılır. Bu amaçla (2.25) denklemi kullanılmış ve tekrar burada verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_{mag} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4.4)$$

Bu bloğun çıkışı, tork ve akımlardır. Akımlar ters park dönüşümü kullanılarak tekrar abc eksenlerine dönüştürülür ve denetleyiciye gönderilir. Makinanın hızı, motor ve yük torku arasındaki farkın denklem (2.26)'da kullanılmasıyla elde edilir. Modelde rulman sürtünmesi gibi dönme kayıpları ihmal edilmiştir. Motor hızı, kontrol ünitesinde bulunan rotor pozisyon geri besleme bilgilerinden hesaplanmaktadır.

Benzetimde kullanılan SMSM bloğu Şekil 4.6'da verilmiştir. Benzetim için Matlab/Simulink'te yer alan SMSM modeli ele alınmıştır.

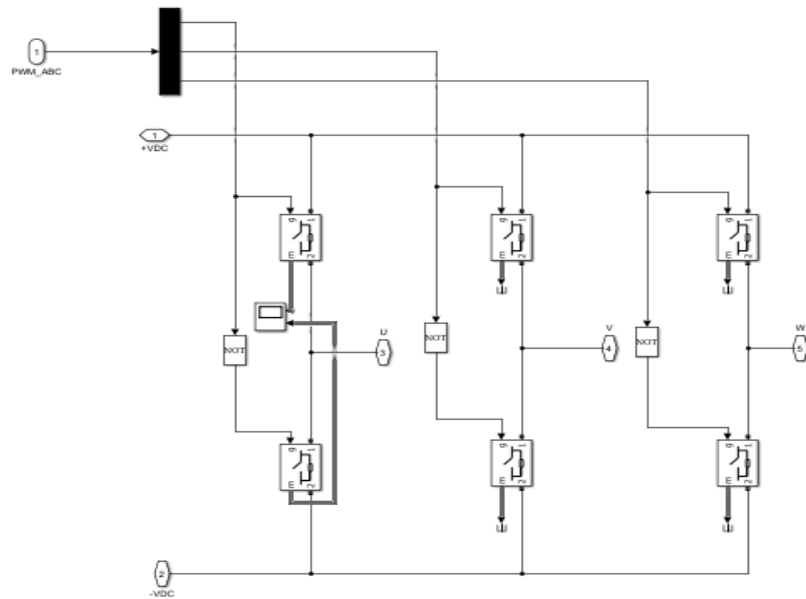


Şekil 4. 6. SMSM bloğu

Güç anahtarları devresi, denetleyicinin küçük güçlü Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) sinyallerini, motor tarafından kullanılan daha yüksek güç işaretlerine dönüştüren kısımdır. Aynı zamanda istenmeyen motor gerilimleri ile bunların gerçek değerleri arasındaki uygun olmayan kararsızlıkların oluştuğu devredir. Evirici olarak isimlendiren bu güç devresi, her biri iki yarı iletken anahtar olarak bölünen altı anahtarlama yapılmış bir güç devresidir. Bunların her biri, giriş geriliminin bir fonksiyonu olacak şekilde açılıp kapanarak kontrol edilebilir güç anahtardır. Bu kontrol edilebilir anahtarlar, İzolasyonlu Kapı Bipolar Transistörleri (IGBT), Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistörler (MOSFET) veya İki Kutuplu Transistörler (BJT) gibi farklı ailelerden olabilir. Ayrıca, genellikle maksimum bir gerilim-akım değeri ile sınırlıdır, gerilim ve akım tek yönlüdür. Anahtarları korumak için, ortak evirici tasarımları kontrol edilebilir anahtara paralel bir diyot kullanılır. Bu diyot herhangi bir harici sinyal tarafından kontrol edilemez ve akımı harici devre tarafından belirlenir.

Klasik bir köprü evirici tasarlamak için altı anahtar (1'den 6'ya kadar gösterilen) üç bacak (1 ve 2, 3 ve 4, 5 ve 6) içine yerleştirilir ve bu bacaklardan her biri, bir motor fazına bağlanır.

Motora uygulanan gerilim inverter vasıtasıyla üretilen PWM sinyalleri ile uygulanır. İnverterin olduğu blok şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7. Evirici (İnverter) devresi

Güç devrelerinde kullanılan anahtarların (transistör ve diyot) ideal olduğu varsayılmıştır. Böyle bir inverter ayağında, üst ve alt anahtarların aynı anda "açık" konumda olması asla istenmez. Çünkü kaynak kısa devre olur. Bununla birlikte, tipik bir SMSM sürücüsünde, her bir koldaki iki anahtarın "kapalı" olduğu bir yapılandırma meydana gelmez. Üst anahtarın açık olması isteniyorsa, inverter bacağı alt anahtarı kapalı olacaktır. Geçerli işaret (yön) yalnızca hangi anahtarın (transistör veya diyot) iletken olduğunu belirler. Benzer şekilde, alt anahtarın açık olması istendiğinde, inverter üst anahtarı kapalı kalır.

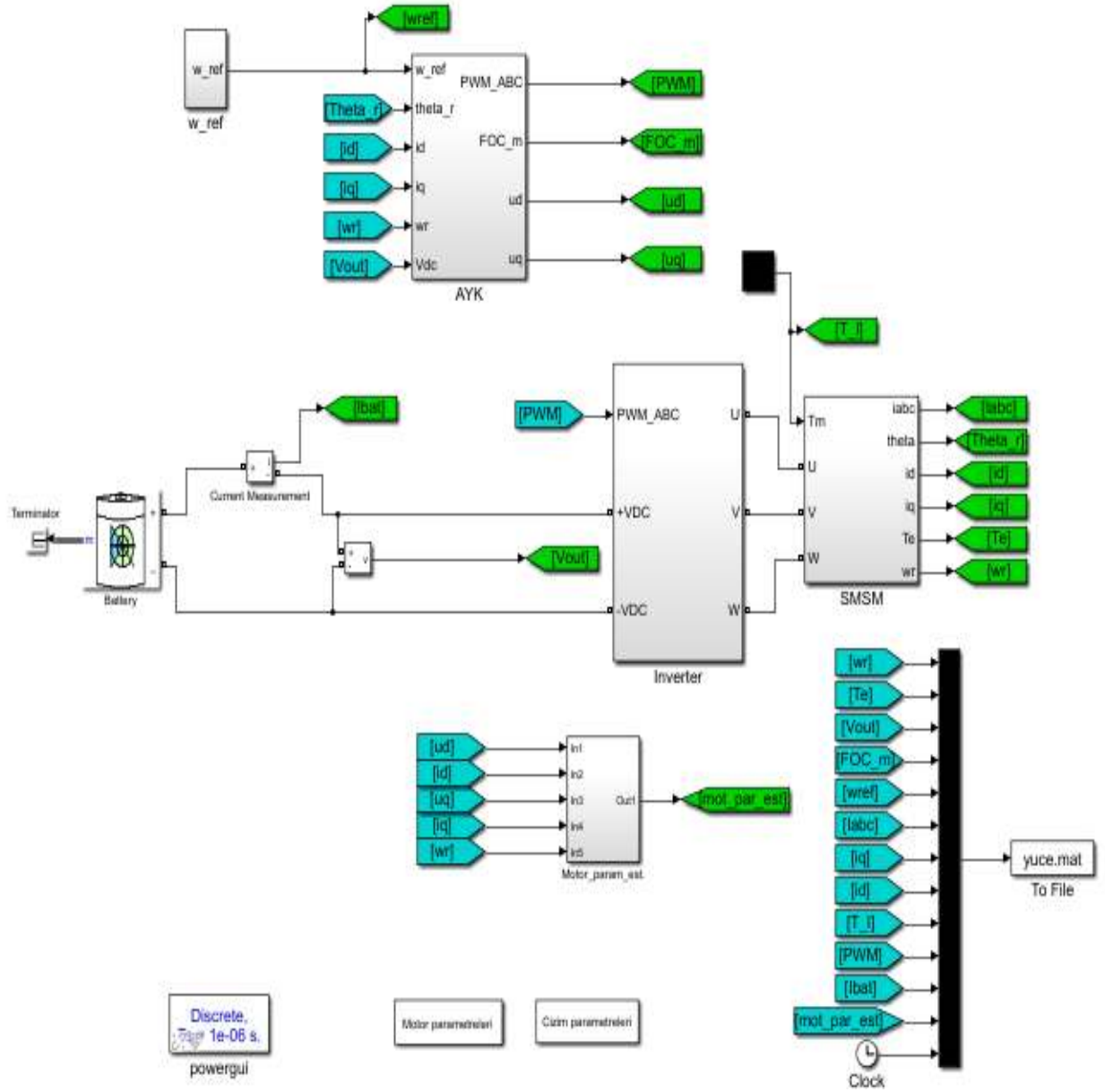
İnverterin oluşturduğu başlıca hatalardan biri, sürücüyü oluşturan anahtarların açık ve/veya kapalı durumunu anında değiştirmesidir. Bu nedenle DC bus kısa devrelerini önlemek için, geçiş sırasında her iki anahtarın açık olması sırasındaki, PWM algoritmasına bir ölü zamanı oluşturulması gerekir. Bu ölü zaman, üst ve alt anahtar iletimleri arasında geçiş olduğunda girilen bir gecikmedir.

İdeal olmayan anahtarlardan dolayı inverterin bir bacağındaki her iki anahtarın aynı anda açılması, PWM algoritmasından bir geçiş komutu geldiğinde bu ölü zaman süresinin eklenmesi ile engellenir. Faz akımı yeterince büyük ve pozitifse (makinaya doğru akıyorsa), inverter bacağının altındaki diyot, ölü zaman süresi boyunca iletir. Öte yandan, eğer akım yeterince büyük ve negatif ise, üst diyot ölü zaman süresi boyunca iletilecektir. Bu durumlarda yeterince büyük bir akıma sahip olmak, akımın PWM periyodu boyunca polaritesini korumak için yeterince büyük olduğu anlamına gelir.

Şekil 4.8’de SMSM’nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmin edildiği Matlab/Simulink benzetimi verilmiştir.

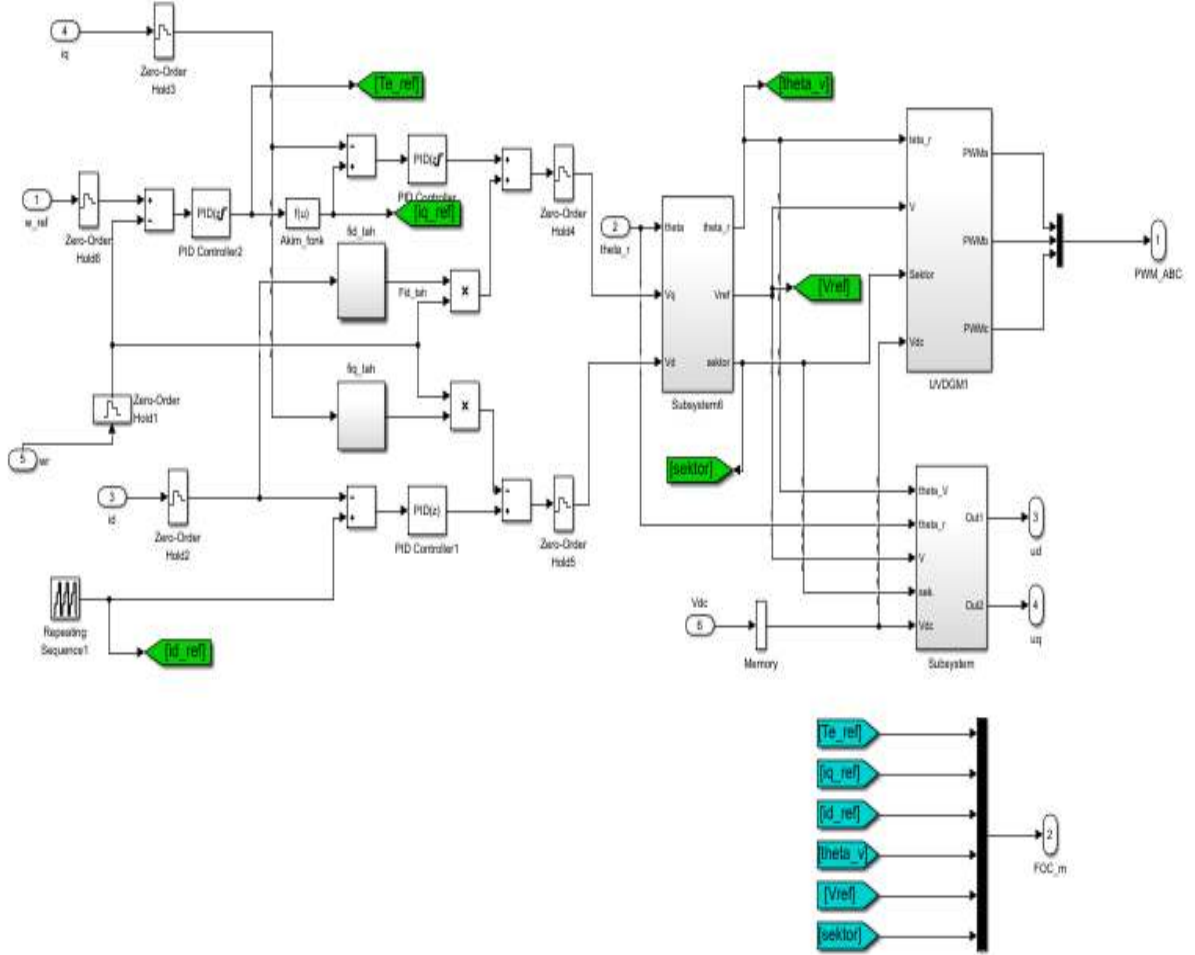
SMSM’nin eşdeğer devre parametre tahminine ait blok diyagramı yukarıda verilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrolde motor alan akısı mıknatıs tarafından sağlandığı için, akıma göre maksimum momentin elde edilmesi için i_d akımı normal şartlarda sıfır değerinde tutulur. PWM algoritma bloğu istenilen d-q makina gerilimlerinden inverter anahtarının çalışma devrelerine dönüşümü gerçekleştirir. Bir güç elektroniği anahtarı için görev devri, "açık" süre ile anahtarlama periyodu arasındaki orandır. Simülasyon zaman adımı sürekli olarak çalıştırılmayan makina denetleyicisinin bir parçası olan simülasyon modelinin ilk bloğu, deney tasarımında, kontrol programının çeşitli bölümleri periyodik olarak veya belirli olayların meydana geldiğinde çalıştırılır. Kontrolör simülasyon modeli,

gerçek durumun daha doğru bir şekilde temsil edilmesi için deneysel tasarıma uygun bir frekansta yürütülür.



Şekil 4.8. SMSG'nin eşdeğer devre parameterlerinin tahmini Matlab/Simulink benzetimi

Alan yönlendirmeli kontrol bloku Şekil 4.9’de verilmiştir. V_d ve V_q gerilimleri burada hesaplanır. Inverter nonlineerliği V_d ve V_q gerilimleri hesaplanırken dikkate alınır. Ayrıca enjekte edilecek i_d akımı için i_{dref} sinyali de bu blokta bulunur.



Şekil 4.9. Alan yönlendirmeli kontrol bloğu

Ters Park dönüşümü, d-q referans gerilimlerinin görev çevrimlerine dönüştürülmesinin ilk adımıdır. Dönüşüm, denklem (4.5)'ten elde edilir:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r - 2.\pi/3) & \cos(\theta_r - 2.\pi/3) \\ -\sin(\theta_r + 2.\pi/3) & \cos(\theta_r + 2.\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Bir sonraki adım, inverter girişindeki doğru görev çevrimleri elde etmek için üç fazlı gerilimleri ölçeklendirmektir. Bu proje için seçilen çözüm, inverterin kaynağında mevcut DC gerilimine göre istenen üç faz geriliminin ölçeklendirilmesinden ve ardından % 50'lik bir görev devri için sanal bir sıfır oluşturulmasından oluşur. Sonuç olarak, negatif gerilimler % 50'den daha düşük görev döngüleriyle sonuçlanır ve pozitif gerilimler, bu değerden daha büyük görev döngülerine neden olur. Bu algoritmayı kullanmanın iki sonucu vardır. Birincisi, güçlü bir homopolar gerilim bileşeni uygulamasıdır ki makina sabitleyicisi çalışma veya performansı etkilememektedir. İkincisi ise erişilebilir maksimum faz gerilimlerinin DC bus geriliminin yarısı olmasıdır. Öte yandan, bu yöntem ideal olmayan anahtar geçiş sorununu ortadan kaldırmakta ve kolaylaştırmaktadır.

Üç fazlı gerilimden en küçük olanın hayali bir referans olarak kullanılmasına dayanan ve diğer iki fazlı gerilimleri başlangıç değerleri ile yeni referans arasındaki fark olarak ifade eden bir başka yöntem de kullanılır. Bu algoritma, bireysel faz gerilimleri yerine faz-faz gerilimlerini kullanır. Akım denetleyicisi model bloğu, d-q akımlarında istenen seviyeleri elde etmek için gereken d-q gerilimlerini hesaplar. Programın bu bölümü, PWM bloğundaki ile aynı olan 20 kHz PWM frekansında yürütülür. Akım denetimine ulaşmada ilk adım, yeterli geribildirimde sahip olmaktır. Deneysel tasarımda ölçülen akımlar, d-q akımları değil, genellikle abc faz akımlarının ikisidir. Bu nedenle, karşılık gelen d-q akımlarını elde etmek için Park dönüşümünü gerçekleştirmek gereklidir. Bu amaçla (4.6) denklemleri kullanılabilir.

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - 2.\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2.\pi/3) \\ \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2.\pi/3) & \cos(\theta_r + 2.\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Akım denetleyicisinin bir sonraki görevi, istenen makina akımlarını oluşturmak için gereken komut gerilimlerini çıkarmaktır. d-q referans akımları ile geribildirim arasındaki hata, çıkışın, ileriye doğru terimlerle kaydırıldığı ve böylece kontrolör perspektifinden doğrusal olacak şekilde orantı ve integral (PI) denetleyiciye gönderilmesi şeklinde oluşur.

Makina hızı, programda önemli bir değişkendir, ancak denetleyiciye kolaylıkla erişilememektedir. Hız bilgisini elde etmek için optik enkoder tarafından verilen konum sinyali entegre edilmelidir.

Örnekleme hızında yürütülen bir başka program hızlı parametre tahmin algoritmasıdır. Algoritma, Park dönüşümü ve d-q makina indüktanslarını tahmin etmek için frekans

çeviriciye gönderilen çıkış gerilimleri ile hesaplanan d-q akım geri beslemesini kullanır. Bu hızlı algoritmada iki diğer parametre olan λ_m ve r_s de gereklidir. Bu algoritmanın çalışması ve dayandığı denklemler daha önce sunulmuştur. Hızlı tanımlama algoritması, kolaylık sağlamak için küresel simülasyon modelinin geçerli kontrol bloğuna dahil edilmiştir. Hem simülasyon modelinin hem de deneysel programın bir parçası olan son blok, kritik olmayan görevler yürütür ve örnekleme frekansından daha yavaş bir hızda yürütülür. Bu blok için döngü frekansı 5 kHz olarak seçilmiştir.

Hız kontrol cihazı bu blokta yer alır, çünkü mekanik dinamikler elektrik dinamiklerinden çok daha yavaş olmaktadır. Hız denetleyicisi, tahmini hız geri beslemesi ile istenen referans hızı arasındaki hatada bir stator akımının referans büyüklüğünü veren bir PI kompensatörü kullanır. Bu büyüklük, daha sonra, her ikisi de Bölüm II'de sunulmuş maksimum Tork / Amper algoritması veya sıfır d eksen akım algoritması kullanılarak d-q akımlarına dönüştürülür. Hız kontrol cihazının sadece uygulama istendiği zaman kullanılması gerektiğine dikkat edilmelidir. Kontrol edilecek parametrenin makina torku veya rotor konumu olduğu diğer durumlarda geçerlidir.

Daha düşük frekansta yürütülen bir başka program, yavaş duran tanımlama algoritmasıdır ve çoğunlukla stator direncindeki ve makina tork sabitindeki değişimleri izlemek için kullanılır.

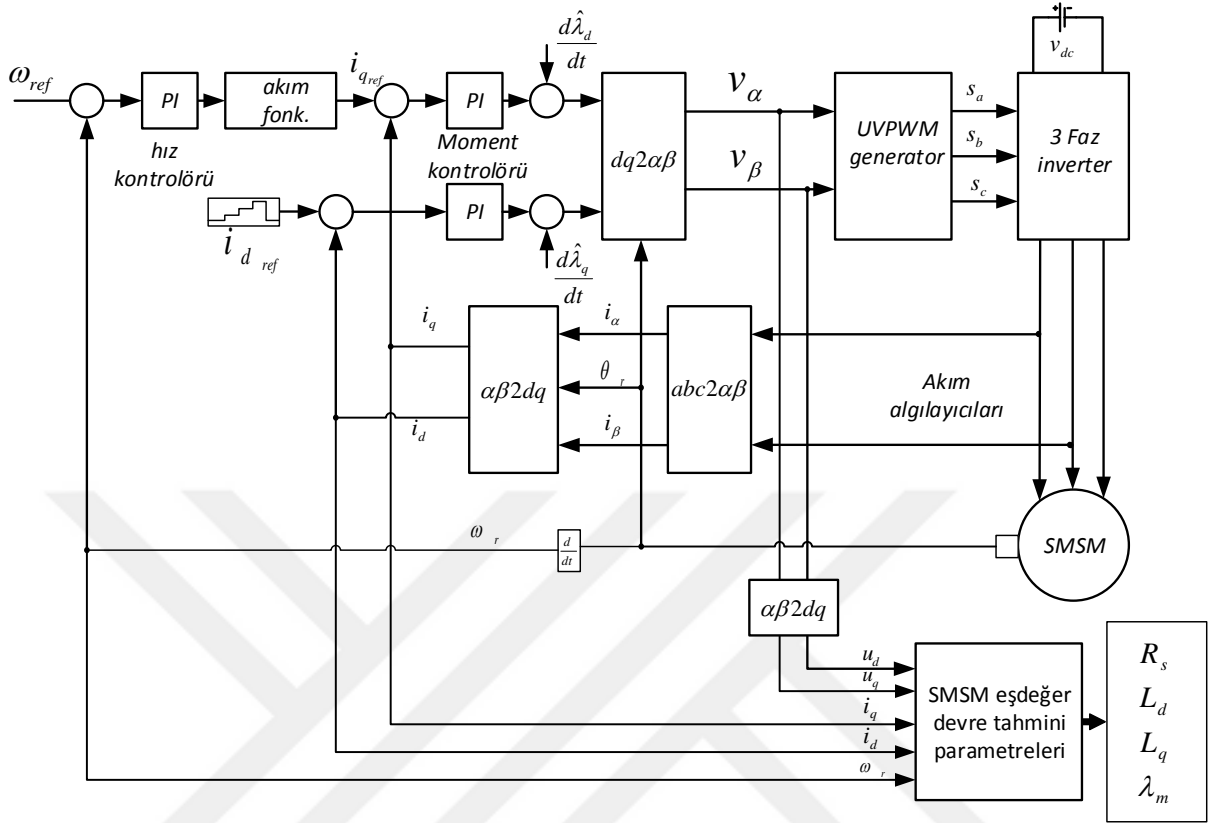
SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmin edilmesine ait tüm blok diyagramı Şekil 4.10. da verilmiştir.

Yüzey mıknatıslı SMSM'de i_d akımının moment üzerinde herhangi bir etkisi yoktur. Bu nedenle i_d akımının herhangi belirli sınırlar içerisinde değiştirilmesinin, motorun çalışması üzerinde güç kaybından başka herhangi bir etkisi yoktur. Bundan dolayı farklı değerlerde i_d akımı enjekte edilerek motor parametreleri tahmin edilir. Motor eşdeğer devre parametrelerinin tahmininde SMSM'nin kalıcı durum denklemleri (4.7) kullanılır.

$$U_{dk} = R_s \cdot i_{dk} - \omega_k \cdot L_q \cdot i_{qk}$$

$$U_{qk} = R_s \cdot i_{qk} + \omega_k \cdot L_d \cdot i_{dk} + \omega_k \cdot \lambda_m \quad k = 1, 2, 3 \quad (4.7)$$

Çıkıntılı kutuplu SMSM'lerde L_d ve L_q birbirinden farklı olduğundan R_s , L_d , L_q , λ_m olmak üzere dört parametre tahmini yapılır. Yüzey mıknatıslı silindirik kutuplu SMSM'lerde L_d ve L_q değerleri birbirine eşit olup R_s , L ve λ_m olarak üç parametre tahmini yapılır.



Şekil 4.10. SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmin edilmesine ait blok diyagramı

Referans i_d akımlarının enjekte edilmesinden sonra motorun geçici rejiminin sona erdiği andan itibaren u_d , u_q , i_d , i_q ve ω değerleri ölçülür. Bu ölçülen değerlerin anlık değerlerini almak gürültülerden dolayı hatalı parametre tahminlerine sebep olur. Bu nedenle belirli bir zaman içinde alınan değerlerin ortalama değerlerini veya DC bileşenlerini hesaplamak parametre tahmininde daha doğru bir sonuç verir. I_d akımı için bu değer ortalama değer, denklem (4.8) ile elde edilir.

$$\text{mean}(i_d) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_{dn} \quad (4.8)$$

Ölçmelerin yapılacağı Δt süresince T_s anahtarlama periyoduna bağlı olarak denklem (4.9)'de verildiği gibi N tane örnek alınarak ölçülen değerlerin ortalama değerleri bulunur.

$$N = \frac{\Delta t}{T_s} \quad (4.9)$$

Enjekte edilen akım değerlerine göre L_d ve L_q değerleri her bir ölçmede manyetik saçıdaki doymadan dolayı farklı değerler alabilir. Bu nedenle her enjekte edilen i_d akım değerine göre L_d ve L_q için denklem (4.10) yazılabilir.

$$\begin{aligned} L_d &= L_{d0} - \beta_d \cdot i_d - \alpha_q \cdot i_q \\ L_q &= L_{q0} - \beta_q \cdot i_q - \alpha_d \cdot i_d \end{aligned} \quad (4.10)$$

Burada β_d, β_q öz endüktans, α_q, α_d ortak endüktans terimleridir. Ortak endüktans çok küçük değerde olduklarından dolayı ihmal edilebilir. Denklem (4.10) denklem (4.7)'de yerine konulduğunda denklem (4.11) elde edilir.

$$\begin{aligned} U_{dk} &= R_s \cdot i_{dk} - \omega_k \cdot (L_{q0} - \beta_q \cdot i_{qk}) \cdot i_{qk} \\ U_{qk} &= R_s \cdot i_{qk} + \omega_k \cdot (L_{d0} - \beta_d \cdot i_{dk}) \cdot i_{dk} + \omega_k \cdot \lambda_m \quad k = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Denklem (4.9)'de altı tane bilinmeyen olduğuna göre altı denklem elde etmek gerekir. Bu durumda üç tane i_d akımı enjekte edip motor parametrelerinin tahmini için kullanılan lineer denklem matrisi, denklem (4.12)'de verildiği gibi elde edilebilir.

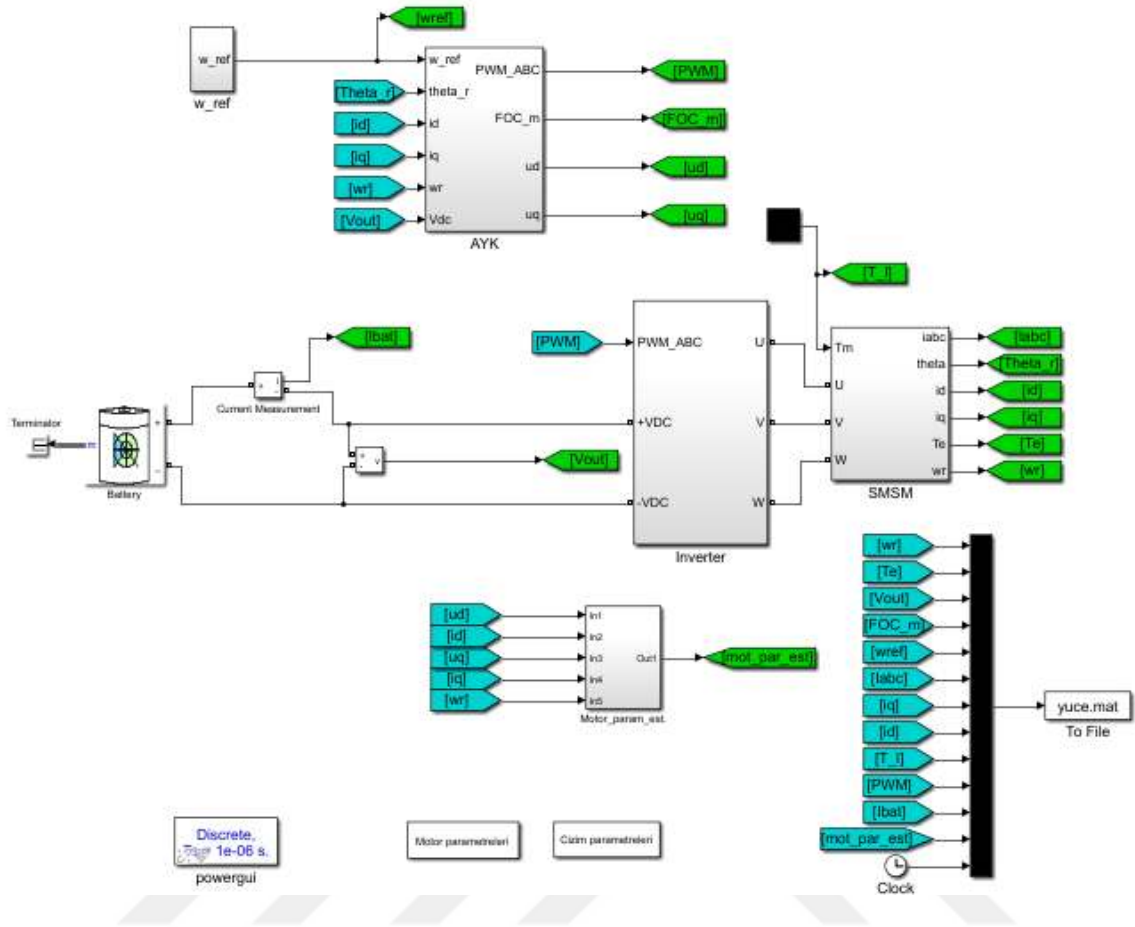
$$\begin{bmatrix} i_{d1} & -\omega_1 \cdot i_{q1} & \omega_1 \cdot i_{q1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ i_{q1} & 0 & 0 & \omega_1 \cdot i_{d1} & -\omega_1 \cdot i_{d1}^2 & \omega_1 \\ i_{d2} & -\omega_2 \cdot i_{q2} & \omega_2 \cdot i_{q2}^2 & 0 & 0 & 0 \\ i_{q2} & 0 & 0 & \omega_2 \cdot i_{d2} & -\omega_2 \cdot i_{d2}^2 & \omega_2 \\ i_{d3} & -\omega_3 \cdot i_{q3} & \omega_3 \cdot i_{q3}^2 & 0 & 0 & 0 \\ i_{q3} & 0 & 0 & \omega_3 \cdot i_{d3} & -\omega_3 \cdot i_{d3}^2 & \omega_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_s \\ L_{q0} \\ \beta_q \\ L_{d0} \\ \beta_d \\ \lambda_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \\ u_{d3} \\ u_{q3} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Denklem (4.10) daki α_q, α_d terimler çok küçük olduğu için bu terimler ihmal edilerek denklem (4.13) elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} L_d &= L_{d0} - \beta_d \cdot i_d \\ L_q &= L_{q0} - \beta_q \cdot i_q \end{aligned} \quad (4.13)$$

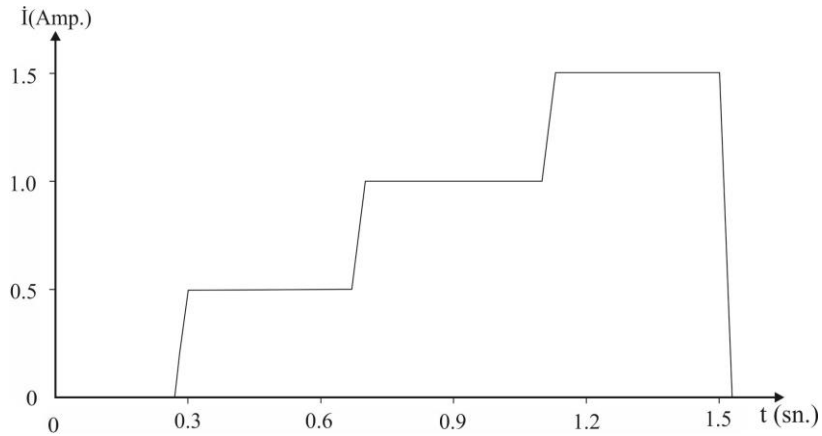
Denklem (4.12) çözülerek, elde edilen değerler, denklem (4.13) de yerine yazılarak L_d, L_q değerleri hesaplanır.

Şekil 4.11'da SMSM'nin eşdeğer devre parametrelerinin tahmin edildiği Matlab/Simulink benzetimi verilmiştir.



Şekil 4.11. SSM'nin eşdeğer devre parameterlerinin tahmini Matlab/Simulink benzetimi

Alan yönlendirmeli kontrol bloku Şekil 4.12'de verilmiştir. V_d ve V_q gerilimleri burada hesaplanır. Inverter nonlineerliği V_d ve V_q gerilimleri hesaplanırken dikkate alınır. Ayrıca enjekte edilecek i_d akımı için i_{dref} sinyali de bu blokta bulunur.

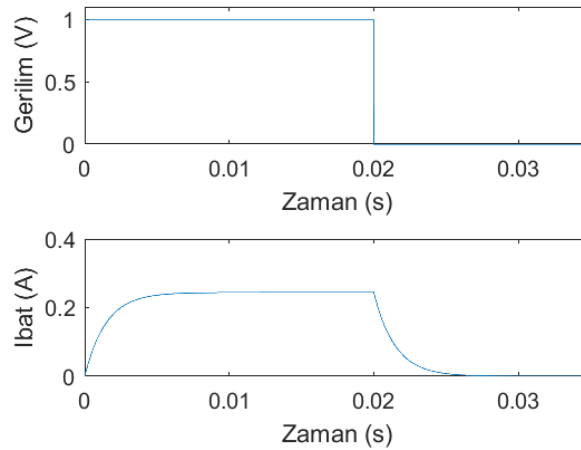


Şekil 4.12. Parametre tahmini için enjekte edilen i_d akımlar ve süreleri

5. SONUÇLAR

5.1. SMSM Durur iken Parametre Tahmin Sonuçları

Bu çalışmada online parametre tahmininde bulunmak için yuvarlak kutuplu SMSM kullanılmıştır. Kullanılan bu motorun bir faz sargısı direnci 2.7281Ω , endüktans değeri 0.004 H dir. Çalışma gerilimi 100 V . Bu motorun zaman sabiti $\tau=L/R=0.004/2.7281=1.4 \text{ ms}$. dir. Bu nedenle 5τ dan büyük olan 0.02 s boyunca, SMSM sargısına DC gerilim uygulanmıştır. Bu modelde yıldız bağlı olan SMSM un yıldız noktası dışarı alınmadığı için, diğer iki sargı uçları bir birine bağlanarak DC kaynağın (-) ucuna bağlanmıştır. Bu nedenle elde dillecek hesaplanan direnç değeri gerçek direncin 1.5 katı büyük olacaktır. Bu çalışmada gerilim ve akımın normalize edilmiş değerlerinin zamana göre değişimleri Şekil 5.1’de verilmiştir.



Şekil 5.1. Motor durur iken SMSM'nin bataryadan uygulana gerilim ve çektiği akım değişimleri

Matlab benzetim programı ile hesaplanan direnç değeri, 2.729Ω , hesaplanan endüktans değeri, 0.003968 H . Direnç ve endüktansaki hata;

$$\% \text{Direnç Hatası} = \frac{|R_s - R_{st}|}{R_s} * 100 = \frac{|2.7281 - 2.729|}{2.7281} * 100 = \%0.033$$

$$\% \text{Endüktans Hatası} = \frac{|L - L_t|}{L} * 100 = \frac{|0.004 - 0.003968|}{0.004} * 100 = \%0.8$$

Direnç için onbinde 3, endüktans için binde 8 dir. Bu değerler oldukça iyi tahmin değerleridir. Fakat bu yöntemle yapılan SMSM kontrolünde manyetik doyma, sıcaklık ve yaşlanmaya bağlı olacak değişimler göz önüne alınmamış olacaktır.

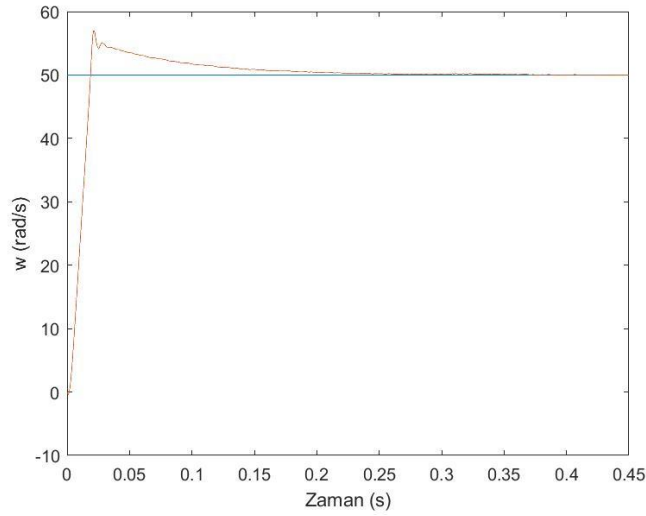
5.2. SMSM'nin Online Parametre Tahmin Sonuçları

İlk simülasyon çalışması yapılan SMSM parametreleri Tablo 5.1 görülmektedir.

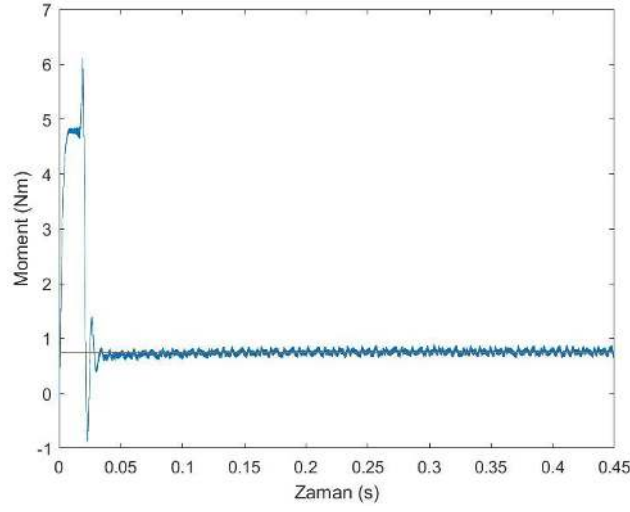
Tablo 5.1. 1. SMSM'nin parametreleri

1. SMSM'nin Parametreleri			
P=	0.75kW	B=	0.0003743 Nms,
R _s =	2.7281 Ω	q _m =	0.1293 Vs
L=	0.004 H	E=	100 V
p=	2	V _{dc} =	100 V
J=	0.00257955 Kg ^m ²	T _s =	1/5000 s

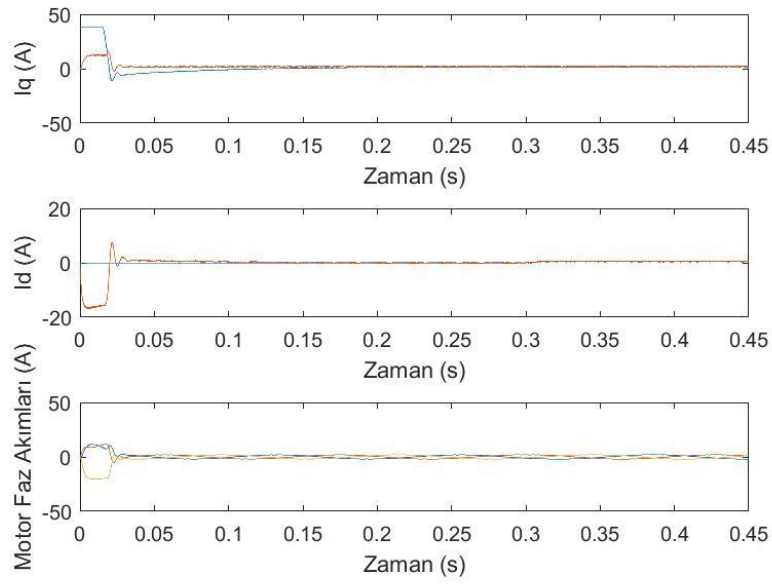
Bu değerler için yapılan simülasyonun sonuçları aşağıdaki Şekil 5.2-5.4'te verilmiştir.



Şekil 5.2. SMSM hız zaman değişimi



Şekil 5.3. SMSM'nin zaman moment değişimi



Şekil 5.4. SMSM'nin çalışma akımları

5.2.1. 0.75 kW Gücünde Bir Motor İçin Direnç Tahmini

Simülasyon çalışması yapılan SMSM'nin ilk çalışmasında, 1. Motor parametreleri kullanılmıştır. Bu değerle yapılan simülasyon sonuçları için akım, hız, tork değişimleri yukarıdaki şekillerde verilmiştir. Bu simülasyonda akım enjeksiyon yöntemi kullanılarak direnç değeri $R_{st}=2.747 \Omega$ olarak elde edilmiştir. Bu hesaplamalarda,

$$\%Direnç\ Hatası = \frac{|R_s - R_{st}|}{R_s} * 100 = \frac{|2.7281 - 2.747|}{2.7281} * 100 = \%0.696$$

Yaklaşık binde 7 lik bir hata ile direnç değeri tahmin edilmiştir.

Stator sargı direnci R_s 'nin sıcaklığa bağlı olan değişim denklemi (3.3)'de verilmiştir.

$$R_{(T)} = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot (T - T_0))$$

Bu ifade kullanılarak SMSM'nin 100 °C deki direnci,

$$R_{(100)} = 2.7281 \cdot (1 + 0.004041 \cdot (20 - 100)) = 2.8461 \ \Omega \text{ olarak hesaplanmıştır.}$$

Aynı simülasyon modeli bu defa 100 °C deki $R_s = 2.8461 \ \Omega$ ve sargı endüktansı $L = 0.004 \text{ H}$ için yeniden hesaplanmıştır. Yapılan hesaplama sonunda $R_{st} = 2.871 \ \Omega$ olarak tahmin edilmiştir. Bu değer için tahmin;

$$\%Direnç\ Hatası = \frac{|R_s - R_{st}|}{R_s} * 100 = \frac{|2.8461 - 2.871|}{2.8461} * 100 = \%0.874$$

yaklaşık binde 9 hata ile gerçekleşmiştir.

Sıcaklığa bağlı olarak direncin artması ile birlikte endüktansın bir miktar düştüğü varsayılarak bu defa yeni hesaplamalar $R_s = 2.8461 \ \Omega$ ve sargı endüktansı $L = 0.0039 \text{ H}$ için tekrar edilmiştir. Bu hesaplamalarla tahmin edilen direnç değeri $R_{st} = 2.862 \ \Omega$ olarak bulunmuştur. Böylelikle,

$$\%Direnç\ Hatası = \frac{|R_s - R_{st}|}{R_s} * 100 = \frac{|2.8461 - 2.862|}{2.8461} * 100 = \%0.558$$

stator direnci yaklaşık binde 6 hata ile tahmin edilmiştir.

5.2.2. 0.75 kW Gücünde Bir Motor İçin Endüktans Tahmini

SMSM'de yapılan ilk simülasyon çalışmaları ve bu çalışmalarda kullanılan değerlere bağlı olarak akım, hız, tork değişimleri simülasyon sonuçlarının Şekil 5.2-5.4 görüldüğü bir önceki konu başlığında belirtilmiştir. Bu verilere bağlı olarak akım enjeksiyon yöntemi kullanılarak direnç değerinin ($R_{st} = 2.747 \ \Omega$) dışında bu ilk çalışma durumu için akım enjeksiyon yöntemi kullanılarak, tahmini endüktans değeri $L_t = 0.003374 \text{ H}$ olarak bulunmuştur.

$$\%Endüktans\ Hatası = \frac{|L - L_t|}{L} * 100 = \frac{|0.004 - 0.003374|}{0.004} * 100 = \%15.65$$

Bu çalışma durumu için endüktans %15.6 hata ile tahmin edilmiştir. Bu çözüm için elde edilen d ve q eksenli endüktansları Tablo 5.2’de verilmiştir.

Tablo 5.2. 0.75 kW gücündeki SMSM’nin L tahmin sonuç tablosu

Rs=2.7281 Ω, L=0.004 H için endüktans tahmini (Sıcaklık 20 °C)				
L _q tahmin		H		H
	lq_1a=	0.003664	L _{qort} =	0.003425
	lq_2a=	0.003522		
	lq_3a=	0.003515		
	lq_1b=	0.003351		
	lq_2b=	0.003177		
	lq_3b=	0.003323		
L _d tahmin				
	ld_1a1=	0.001418	L _{dort} =	0.003323
	ld_2a1=	0.001932		
	ld_3a1=	0.002554		
	ld_1b1=	0.006156		
	ld_2b1=	0.004684		
	ld_3b1=	0.003191		
L _{ort} =0.003374 H				

İkinci çalışmada sıcaklığın 100 °C olduğu varsayılarak, Tablo 5.3’deki değerler elde edilmiştir.

Tablo 5.3. 100 °C için L tahmin sonuç tablosu

Rs=2.8461Ω, L=0.0039 H için endüktans tahmini (Sıcaklık 100 ⁰ C)				
L _q tahmin		H		H
	lq_1a=	0.003374	L _{qort} =	0.003447
	lq_2a=	0.003434		
	lq_3a=	0.003433		
	lq_1b=	0.003474		
	lq_2b=	0.0035145		
	lq_3b=	0.0034527		
L _d tahmin				
	ld_1a1=	0.003836	L _{dort} =	0.00278
	ld_2a1=	0.003346		
	ld_3a1=	0.001719		
	ld_1b1=	0.002429		
	ld_2b1=	0.00226		
	ld_3b1=	0.0002091		
Lort=0.00311 H				

SMSM'nin 100 °C sıcaklıktaki endüktans değeri,

$$\%Endüktans\ Hatası = \frac{|L - Lt|}{L} * 100 = \frac{|0.0039 - 0.00311|}{0.0039} * 100 = \%20.2$$

%20.2 hatayla tahmin edilmiştir.

Alan yönlendirmeli kontrol bloku Şekil 4.10'da verilmiştir. V_d ve V_q gerilimleri burada hesaplanır. Inverter nonlineerliği V_d ve V_q gerilimleri hesaplanırken dikkate alınır. Ayrıca enjekte edilecek i_d akımı için i_{dref} sinyali de bu blokta bulunur.

5.2.3. 1.5 kW Gücünde Bir Motor İçin Direnç ve Endüktans Tahmini

İkinci simülasyon çalışması yapılan SMSM parametreleri Tablo 5.4 görülmektedir.

Tablo 5.4. 2. SMSM'nin parametreleri

2. SMSM'nin Parametreleri			
P=	1.5kW	B=	0.0000014161 Nms,
R_s =	0.26 Ω	q_m =	0.0946 Vs
L=	0.00401 H	E=	100 V
p=	5	V_{dc} =	100 V
J=	0.00119 Kg m^2	T_s =	1/5000 s

5.2.3.1. 1.5 kW Gücünde Bir Motor İçin Direnç Tahmini

İkinci simülasyon çalışması yapılan SMSM gücü 1,5 kW, sargı direnci $R_s=0.26 \Omega$, sargı endüktansı $L=0.00401$ H dir. İkinci motor simülasyonunda akım enjeksiyon yöntemi kullanılarak direnç değeri $R_{st}=0.278 \Omega$ olarak elde edilmiştir. Bu hesaplamalarda %6,92 hata ile direnç değeri tahmin edilmiştir.

$$\%Direnç\ Hatası = \frac{|R_s - R_{st}|}{R_s} * 100 = \frac{|0.26 - 0.278|}{0.26} * 100 = \%6.92$$

5.2.3.2. 1.5 kW Gücünde Bir Motor İçin Endüktans Tahmini

İkinci motor için akım enjeksiyon yöntemi kullanılarak, tahmin edilen endüktans değeri $L_t=0.003204$ H olarak bulunmuştur.

$$\%Endüktans\ Hatası = \frac{|L - Lt|}{L} * 100 = \frac{|0.00401 - 0.003204|}{0.00401} * 100 = \%20$$

Bu çalışma durumu için endüktans %20 hata ile tahmin edilmiştir. Bu çözüm için elde edilen d ve q eksen endüktansları Tablo 5.5’de verilmiştir.

Tablo 5.5. 1.5 kW gücündeki SMSM’nin L tahmin sonuç tablosu

R _s =0.26 Ω, L=0.00401 H için endüktans tahmini (Sıcaklık 20 °C)				
L _q tahmin		H		H
	lq_1a=	0.00306	L _{qort} =	0.003204
	lq_2a=	0.003061		
	lq_3a=	0.003074		
	lq_1b=	0.003178		
	lq_2b=	0.003306		
	lq_3b=	0.003545		
L _d tahmin				
	ld_1a1=	0.006451	L _{dort} =	0.006046
	ld_2a1=	0.005969		
	ld_3a1=	0.005502		
	ld_1b1=	0.007217		
	ld_2b1=	0.006128		
	ld_3b1=	0.005006		
L _{ort} =0.003204 H				

5.3. Sonuçlar ve Değerlendirme

Bu çalışmada parametre tahmini için iki farklı yöntem kullanılmıştır. İlk yöntemde 0,75kW gücündeki yüzey mıknatıslı SMSM’nin mili kilitli iken parametre tahmini yapılmış ve motorun sargı direnci $0.33 \cdot 10^{-3}$ hata, sargı endüktansı ise $0.8 \cdot 10^{-3}$ hata ile bulunmuştur. Bu tahmin hataları, rotoru kilitli bir SMSM’nin direnç ve endüktans tahminleri için oldukça iyi olduğunu göstermektedir. Ancak bu yöntem motor çalışırken yapılan bir tahmin değildir. Bu nedenle manyetik doyma, sıcaklık ve yaşlanmaya bağlı olan parametre değişimleri göz önüne alınmamaktadır.

İkinci yöntemde parametre tahmini motor çalışırken online olarak yapılmıştır. Motor çalışırken yük akımının ve motor demir kayıplarının ısı etkisi nedeniyle değişen motor sargı direncinin tahmin edilmesi aynı zamanda manyetik doyma ve ısı nedeniyle sargı endüktansının tahmin edilmesi son derece önem arz etmektedir. Motor sargı direnci ve

endüktansının değişiminin yanında mıknatısların ısıya maruz kalması nedeniyle mıknatıs akısının da değiştiği ve online olarak tahmin edilmesi gerektiği düşünüldüğünde yüksek performanslı tahmin algoritması kullanmak zorunlu hale gelmektedir. İkinci yöntemde motor farklı çalışma koşullarında çalışırken akım enjekte yöntemi ile online olarak motorun sargı direnci, endüktansı ve mıknatıs akısı tahmin edilmiştir. Bu yöntemle yapılan direnç tahmini yüzde 15.6 hata ile bulunmuştur. SMSM'nin 100⁰C sıcaklıktaki endüktans değeri, yüzde 13.5 doğrulukla tahmin edilmiştir. Bu hatalar literatürdeki sonuçlar ile uyumlu sonuçlardır.

Bu çalışmada benzer şekilde 1.5 kW gücünde ikinci bir motor için aynı çalışma tekrar edilmiştir. Böylece, motor farklı koşullarda çalışırken akım enjekte yöntemi ile online olarak motorun sargı direnci, endüktansı ve mıknatıs akısı tahmin edilmiştir. Bu yöntemle yapılan direnç tahmini yüzde 6.9 hata ile yapılan endüktans, yüzde 20 hata ile tahmin edilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Reddy, T. B., Subbarayudu, D., Amarnath, J.,** 2007. Robust Sliding mode speed Controller for Hybrid SVPWM Based Direct Torque control of Induction Motor, world Journal of Modelling and Simulation, Vol. 3, No.3, p. 180-188.
- [2] **Neves, F. A. S., Menezes, B. R., Silva, S. R.,** 2004. A Stator Flux Oriented Induction Motor Drive with Deadbeat Direct Torque and Flux Control, Electric Power Components and Systems, Vol. 32, p. 1319-1330.
- [3] **Shanlin, K., Huanzhen, Z., Yuzhe, K.,** 2009. A Novel control Method for Dynamic Performance Improvement of Induction Motor Using Neural Network, International Conference on Mechatronics and Automation, August 9-12, Changchun, p.3966-3970
- [4] **Vasudevan, M., Arumugam, R.,** 2005. High-Performance Adaptive Intelligent Direct Torque Control schemes for Induction Motor Drives, KMITL Sci. Tech. J., Vol. 5., No.3, p. 559-576, July-December.
- [5] **Akın, E.,** 1994. Stator akısı üzerinden asenkron motorun rotor akısı alan yönlendirmesi için bir yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [6] **Baohua, L., Jianhua, Y., Weiguo, L.,** 2009. Study on Speed Sensorless SVM-DTC System of PMSM, ICEMI'2009, p. 914-919.
- [7] **Dalıb, S. B.,** 2007. The Simulation of the Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, Master Thesis, Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia. Transaction on Magnetics, Vol. 38, No. 3, p. 1524–1527, May.
- [8] **Aubert, B., Régnier, J.,** 2015. Kalman-Filter-Based Indicator for Online Interturn Short Circuits Detection in Permanent-Magnet Synchronous Generators IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 62, No. 3, p.1921-1926 March
- [9] **Ramana, P., Alice Mary, K., Surya Kalavathi, M., Swathi, A.,** 2015. Parameter Estimation Of Permanent Magnet Synchronous Motor-A Review, i-manager 's Journal Electrical Vol. 9 No. 2, p.49-55, October – December
- [10] **He, Y. Y., Jiang, W.,** 2007. A New Variable structure Controller for Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, International Conference on automation and Logistics, August 18-21, p. 2349-2354, Jinan.
- [11] **Çelik, H.,** 2012. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun DSP Tabanlı Doğrudan Moment Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [12] **Xu, Y., Vollmer, U., Ebrahimi, A., Parspour, N.,** 2012. Online Estimation of the Stator Resistances of a PMSM with Consideration of Magnetic Saturation, International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE 2012), 25-27 October, Iasi, Romania, p. 360-365.

- [13] **Yanhui Xu, Nejila Parspour, and Ulrich Vollmer**, 2014. Torque Ripple Minimization Using Online Estimation of the Stator Resistances With Consideration of Magnetic Saturation, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 61, No. 9, p.5105-1514, September
- [14] **Lazarini, M. V., Filho, E. R.**, 2007. Sensorless Three-Phase Induction Motor Direct Torque Control Using Sliding Mode Control Strategy Laboratory Set-Up for Motor Speed Control Teaching, ICEE 2007, September, 3-7.
- [15] **Zidani, F., Diallo, D., Benbouzid, M.E.H., Said, R.N.**, 2006. Direct torque Control of Induction Motor With Fuzzy Stator Resistance Adaptation, IEE Transaction on Energy conversation , Vol. 21, No. 2, June.
- [16] **Wahab, H.F.A., Sanusi, H.**, 2008. Simulink Model of Direct torque Control of Induction Machine, American Journal of Applied Sciences, Vol.8, p. 1083-1090.
- [17] **Guodong F., Chunyan L., and Narayan K., C.**, 2016. A Novel Current Injection-Based Online Parameter Estimation Method for PMSMs Considering Magnetic Saturation, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 52, No. 7, July 2016
- [18] **Kan Liu, Member, IEEE, and Z. Q. Zhu, Fellow**, 2015. Mechanical Parameter Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines With Aiding From Estimation of Rotor PM Flux Linkage, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 51, No. 4, p.3115-3125, July/August
- [19] **Perera, P. D. C.**, 2002. Sensorless Control of Permagnet-Magnet Synchronous Motor Drives, Doctor of Philosophy, Aalborg University Institute of Energy Technology, Aalborg.
- [20] **Ocen, D.**, 2005. Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor, Master's Degree Project, Stockholm
- [21] **Arun Gandhi, Student Member, IEEE, Timothy Corrigan**, 2011. Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors, IEEE Transactions On Industrial Electronics, 58/5, 1564-1575 May.
- [22] **Christian Kral, IEEE, Anton Haumer, and Sang Bin Lee,,** 2014. A Practical Thermal Model for the Estimation of Permanent Magnet and Stator Winding Temperatures, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 29, No. 1, p.455-464, January
- [23] **Toufouti, R., Meziane, S., Benalla, H.**, 2006. Direct Torque Control of Induction Motor Using Fuzzy Logic, ACSE Journal, Vol.2, p. 19-26, June.
- [24] **Vyncke, T. J., Boel, R. K., Melkebeek, J. A. A.**, 2006. Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors-An Overview, IEEE Benelux Young Researchers Symposium in electrical Power Engineering , Ghent, p. 1-5
- [25] **ABB Technique Guide No.1**, 1999. Direct Torque Control

- [26] **Adam A. A.**, 2007. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması, Doktora tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- [27] **Öksüztepe E.**, 2008. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [28] **Asker M. E.**, 2009. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [29] **Özçira S.**, 2007. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul
- [30] **Ünal S.**, 2009. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanılarak Algılayıcısız Konum Tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ
- [31] **Buzcu, İ. E.**, 2005. Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü ve Pasif Filtre ile Harmoniklerin Azaltılması, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [32] **Kazan, F. A., Bilgin, O.**, 2008. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolü ve Simülasyonu, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO 2008), Bursa. p.223-227
- [33] **Maamoun, A., Alsayed, Y. M., Shaltout, A.**, 2010. Space-Vector PWM Inverter Feeding a Permanent-Magnet Synchronous Motor, World Academy of Science, Engineering and Technology 65, p. 627-631.
- [34] **Samuel J. Underwood**, 2006. Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent Magnet Synchrons Machines. Doctor of Philosophy, University of Akron, USA, May.
- [35] **Lee, K.W., Jung, D.H., Ha, I.J.**, 2004. An Online Identification Method for Both Stator Resistance and Back-EMF Coefficients of PMSMs without Rotational Transducers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No. 2, April. 175
- [36] **Kilthau A., Pacas, J.M.**, 2001. Parameter-Measurement and Control of the Synchronous Reluctance Machine Including Cross Saturation. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. *Conference Record of the 2001 IEEE IAS annual meeting*, Vol. 4, 2302 – 2309.
- [37] **Schaible, U., Szabados, B.**, 1999. Dynamic Motor Parameter Identification for High Speed Flux Weakening of Brushless Permanent Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14/3, 486-492.
- [38] **Rahman, K.M., Hiti, S.**, 2005. Identification of Machine Parameters of a Synchronous Motor. *IEEE Trancations on Industry Application*, pp. 557 - 665 vol.41.

- [39] **Hyunbae, K., Lorentz, R.D.,** 2001. Improved Current Regulators for IPM Machine Drives Using On-Line Parameter Estimation. *Conference Records of the 2001 IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 86-91.
- [40] **Hyunbae, K., Hartwig, J., Lorentz, R.D.,** 2002. Using On-Line Parameter Estimation to Improve Efficiency of IPM Drives. *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Vol. 2, pp. 815-820.
- [41] **Jiles, D.,** 1998. Introduction to Magnetism and Magnetic Materials, CRC Press, 2nd Edition, June.
- [42] **Burth, M., Verghese, G.C., Velez-Reyes, M.,** 1999. Subset Selection for Improved Parameter Estimation in On-Line Identification of a Synchronous Generator. *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 14, No. 1, Feb, pp. 218-225.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

İsim Soyisim : Hüseyin Yüce KÜRÜM
Doğum Tarihi : 30.08.1987
Doğum Yeri : ELAZIĞ
Email : hyucek@gmail.com

Eğitim Bilgileri Derece	Üniversite/Okul	Mezuniyet Tarihi
Lisans	RWTH-AACHEN Elektrotechnik und Informationstechnik. Çankaya Üniversitesi Bilgisayar Müh. Böl.	2012
Lise	Elazığ Anadolu lisesi	2005

Çalışma Bilgileri	Yıl	Kurum
Proje Araştırmacısı	2014-2015	PCS
Proje Araştırmacısı	2015-2016	MEDEL Elektronik
Proje Araştırmacısı	2016-devam	NOKIA