

BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ❖ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SENKRON RELÜKTANS MOTORUN GÖZLEMCİ TABANLI SENSÖRSÜZ
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Emre CEBECİ

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

ŞUBAT 2021

BURSA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ❖ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SENKRON RELÜKTANS MOTORUN GÖZLEMCİ TABANLI SENSÖRSÜZ
KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Emre CEBECİ
(181278034005)**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Yusuf YAŞA

ŞUBAT 2021



20.04.2016 tarihli Resmî Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği’nin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince; bu lisansüstü teze, Bursa Teknik Üniversitesi’nin aboneli olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Fen Bilimleri Enstitüsü’nün belirlemiş olduğu ölçütlere göre uygun rapor alınmıştır.

Bu tez, Bursa Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi 200Y004 numaralı projesi ile desteklenmiştir.

İNTİHAL BEYANI

Bu tezde görsel, işitsel ve yazılı biçimde sunulan tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uyularak tarafımdan elde edildiğini, tez içinde yer alan ancak bu çalışmaya özgü olmayan tüm sonuç ve bilgileri tezde kaynak göstererek belgelediğimi, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim.

Öğrencinin Adı Soyadı: Emre CEBECİ

İmzası :

X



Aileme,

ÖNSÖZ

Lisans, yüksek lisans eğitim hayatı boyunca ve dahi iş hayatımda beni destekleyen ve tecrübelerini benimle paylaşarak yetiştiren ve eğiten değerli hocam Dr. Öğr. Üyesi Yusuf YAŞA'ya ve bilgi alış verişinde bulunduğumuz çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Desteklerini her zaman hissettiğim, hayatım boyunca beni büyüten bu günlere getiren anneme, babama, abime ve ablama beni yalnız bırakmayan aileme teşekkür ederim.

Ayrıca tez çalışmamı Bursa Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri kapsamında desteklerinden dolayı teşekkürleri sunarım.

Ocak 2021

Emre CEBECİ

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
SEMBOLLER	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xii
ŞEKİL LİSTESİ	xii
ÖZET	xv
SUMMARY	xvi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Literatür Araştırması	1
1.3 Hipotez	3
2. SENKRON RELÜKTANS MOTOR	4
2.1 Senkron Relüktans Motor Çalışma Prensibi	4
2.2 Senkron Relüktans Motorun Abc Düzleminde Matematiksel Modeli	6
2.3 Eksen Dönüşümleri	9
2.4 Senkron Relüktans Motorun d-q Düzleminde Matematiksel Modeli	13
3. SENKRON RELÜKTANS MOTOR SÜRÜCÜLERİN KONTROLÜ	17
3.1 Senkron Relüktans Motor Kontrol İlkeleri.....	17
3.2 Alan Yönlendirmeli Kontrol	18
3.2.1 Amper başına maksimum tork kontrolü.....	18
3.2.2 Maksimum güç faktörü kontrolü.....	20
3.2.3 Akı başına maksimum tork kontrolü.....	21
3.3 Doğrudan Tork Kontrolü.....	22
4. ROTOR POZİZYON TAHMİNİ VE GÖZLEMCİLER	25
4.1 Aktif Akı Gözlemcisi ile Rotor Pozisyon Tahmini	26
4.2 Kokusuz Kalman Filtresi ile Rotor Pozisyon Tahmini	30
4.2.1 Kokusuz dönüşüm.....	30
4.2.2 Kokusuz kalman filtresi tasarımı.....	32
4.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Rotor Açısal Hızı ve Yük Torku Tahmini ..	37
5. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR	42
5.1 Benzetim Çalışmaları	42
5.1.1 Hız kontrol algoritması benzetim sonuçları	47
5.1.2 MTPA kontrol algoritması benzetim sonuçları.....	53
5.2 Deneysel Çalışmalar.....	57
5.2.1 Elektronik kart tasarımı.....	57
5.2.2 Deney düzeneği ve deney sonuçları.....	62
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	69
KAYNAKLAR	71
ÖZGEÇMİŞ	77

KISALTMALAR

BEMF	: Ters Elektromotif Kuvvet
DAQ	: Veri Edinim Kartı
DTC	: Doğrudan Tork Kontrol
EKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
FOC	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
MMK	: Manyeto Motif Kuvvet
MTPA	: Amper Başına Maksimum Tork
MTPF	: Akı Başına Maksimum Tork
PLL	: Faz Kilitli Döngü
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SPWM	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
SRM	: Anahtarlama Relüktans Motor
SVM	: Uzay Vektör Modülasyonu
UKF	: Kokusuz Kalman Filtresi
SynRM	: Senkron Relüktans Motor
UT	: Kokusuz Dönüşüm
QEI	: Karesel Enkoder Arayüzü

SEMBOLLER

g_{min}	: D eksenini hava boşluğu
g_{max}	: Q eksenini hava boşluğu
i_{as}	: A fazı stator akımı
i_{bs}	: B fazı stator akımı
i_{cs}	: C fazı stator akımı
i_{ds}	: D eksenini stator akımı
i_{qs}	: Q eksenini stator akımı
i_s	: Stator akım vektörü
$i_{\alpha s}$: Alfa eksenini stator akımı
$i_{\beta s}$: Beta eksenini stator akımı
J_r	: Rotor atalet momenti
l	: Rotor çekirdek uzunluğu
L_{aa}	: A sargısı öz endüktansı
L_{ab}	: A ve B sargısı ortak endüktansı
L_{ac}	: A ve C sargısı ortak endüktans
L_{ba}	: B ve A sargısı ortak endüktansı
L_{bb}	: B sargısı öz endüktansı
L_{bc}	: B ve C sargısı ortak endüktans
L_{ca}	: C ve A sargısı ortak endüktansı
L_{cb}	: C ve B sargısı ortak endüktansı
L_{cc}	: C sargısı öz endüktans
L_{ls}	: Kaçak endüktansı bileşeni
L_{md}	: D eksenini mıknatıslanma endüktansı
L_{mq}	: Q eksenini mıknatıslanma endüktansı
L_{0s}	: Endüktans sabit değerli bileşeni
L_{2s}	: Endüktansın 2.harmonikli bileşeni
N_s	: Stator sargı başına sarım sayısı
r	: Rotor yarıçapı
p	: Çift kutup sayısı
P	: Aktif güç

R_s	: Stator faz direnci
T_e	: Elektromanteyik moment
T_l	: Yük momentı
T_s	: Örnekleme zamanı
V_{as}	: A fazı stator gerilimi
V_{bs}	: B fazı stator gerilimi
V_{cs}	: C fazı stator gerilimi
V_{ds}	: D eksenı stator gerilimi
V_s	: Stator gerilim vektörü
V_{qs}	: Q eksenı stator gerilimi
$V_{\alpha s}$: Alfa eksenı stator gerilimi
$V_{\beta s}$: Beta eksenı stator gerilimi
Q	: Reaktif güç
λ_{as}	: A fazı stator akısı
λ_{bs}	: B fazı stator akısı
λ_{cs}	: C fazı stator akısı
λ_d	: D eksenı stator akısı
λ_q	: Q eksenı stator akısı
$\lambda_{\alpha s}$: Alfa eksenı stator akısı
$\lambda_{\beta s}$: Beta eksenı stator akısı
Ψ_s	: Stator akı vektörü
Ψ_a^d	: Aktif akı vektörü
$\Psi_{\alpha a}^d$: Alfa eksenı aktif akı vektörü
$\Psi_{\alpha \beta}^d$: Beta eksenı aktif akı vektörü
θ_r	: Rotor açısıl pozisyonu
θ_{re}	: Rotor elektrıksel açısıl pozisyonu
$\theta_{\Psi_a^d}$: Aktif akı elektrıksel açısıl pozisyonu
ω_b	: Rotor nominal açısıl hızı
ω_{re}	: Rotor elektrıksel açısıl hızı
ω_r	: Rotor açısıl hızı
γ_{ii}	: Manyeto motor kuvvet açısı
φ	: Güç faktörü açısı

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1 : UKF ve EKF karşılaştırılmalı analizi.	40
Çizelge 5.1 : SynRM Parametre çizelgesi.....	43
Çizelge 5.2 : Hız tahmin yöntemlerinin karşılaştırmalı tablosu.	56



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Relüktans nesnelere a) Değişken relüktanslı b) Sabit relüktanslı	5
Şekil 2.2 : Asenkron motor ve senkron relüktans motor topolojileri	6
Şekil 2.3 : Üç fazlı dengeli sistem ve vektörü.	9
Şekil 2.4 : İki eksenli sistemde vektör gösterimi.	10
Şekil 2.5 : d-q eksen takımı referanslı sistemde vektör gösterimi.	11
Şekil 2.6 : Referans eksenleri arasında dönüşüm blok diyagramı.	12
Şekil 2.7 : Referans eksenlerindeki vektörlerin dalga formları.	13
Şekil 2.8 : 4 kutuplu SynRM.	13
Şekil 2.9 : SynRM'e ait d-q eksen eşdeğer devreleri.	14
Şekil 3.1 : D-q eksen akım vektörlerinin gösterimi.	19
Şekil 3.2 : Doymamış ve doymuş SynRM için MTPA grafiği	20
Şekil 3.3 : 3 fazlı PWM inverter ve altı gerilim vektörü.	23
Şekil 3.4 : V_1 vektörüne uygulanabilecek vektörlerin gösterimi.	24
Şekil 4.1 : Aktif akı gözlemcisine ait fazör diyagramı	26
Şekil 4.2 : Aktif akı vektörü ile rotor açısal pozisyonun ilişkisi.	27
Şekil 4.3 : Aktif akı vektörüne ait blok diyagramı.	28
Şekil 4.4 : Aktif akı gözlemcisi, kompanzasyon ve hız için PLL bloğu.	28
Şekil 4.5 : UKF ve EKF'in beraber çalışmasına ilişkin blok diyagramı.	30
Şekil 4.6 : UT'nin 2 boyutlu sistemde performans gösterimi.	32
Şekil 4.7 : Aktif akı vektör bileşenlerinin türev ifadelerine yaklaşımı.	36
Şekil 4.8 : EKF algoritması.	39
Şekil 4.9 : EKF'nin 2 boyutlu sistemde performans gösterimi.	40
Şekil 5.1 : Sistemin genel blok diyagramı	42
Şekil 5.2 : Sistemin genel Simulink benzetim çalışması.	42
Şekil 5.3 : SynRM Simulink benzetim modeli.	44
Şekil 5.4 : 3 fazlı köprü inverter Simulink benzetim modeli.	44
Şekil 5.5 : MTPA kontrol algoritması blok diyagramı.	45
Şekil 5.6 : MTPA kontrol algoritması Simulink benzetim modeli.	45
Şekil 5.7 : Hız kontrolünün Simulink benzetim modeli.	46
Şekil 5.8 : Gözlemci bloğunun detaylı Simulink benzetim modeli.	47
Şekil 5.9 : Yük ve referans hız dalga şekilleri	47
Şekil 5.10 : Tahmin edilen aktif akı vektörü ve gerçek aktif akı vektörü.	48
Şekil 5.11 : Tahmin edilen ve gerçek rotor açısal pozisyonu	48
Şekil 5.12 : Referans, gerçek ve tahmin edilen rotor açısal hızı dalga şekilleri	49
Şekil 5.13 : Referans, tahmin hatası ve hata yüzdesi rotor hızı dalga şekilleri	50
Şekil 5.14 : Yük torku, tahmin edilen yük torku ve üretilen tork dalga şekilleri.	51
Şekil 5.15 : Verilen, tahmin hatası ve hata yüzdesi yük torku dalga şekilleri.	51
Şekil 5.16 : SynRM eksenlere göre akım dalga şekilleri.	52
Şekil 5.17 : SynRM abc eksen referans gerilim dalga şekilleri.	53
Şekil 5.18 : Yük torku, tahmin edilen tork ve üretilen tork şekilleri (MTPA).	54

Şekil 5.19 : Park eksenli akım dalga şekilleri ve yük açısı (MTPA).....	54
Şekil 5.20 : MTPA kontrol benzetiminde abc eksenli akım, gerilim dalga şekilleri...	55
Şekil 5.21 : Referans, gerçek ve EKF rotor açısal hızları dalga şekilleri(MTPA)	56
Şekil 5.22 : Hız tahmin hatalarının dalga şekilleri	57
Şekil 5.23 : Kullanılan enkoder ekipmanı.	58
Şekil 5.24 : Kontrol devresi şeması... ..	58
Şekil 5.25 : Güç kaynağı devresi şeması.	59
Şekil 5.26 : Güç anahtarları sürücü devresi şeması.. ..	60
Şekil 5.27 : Güç elektroniği devre şeması... ..	60
Şekil 5.28 : Tasarlanan devre 3 boyutlu gösterimi ve gerçek devre görüntüsü.....	61
Şekil 5.29 : Tasarlanan elektronik kartın fiziksel hali.... ..	61
Şekil 5.30 : Deneysel test düzeneği	62
Şekil 5.31 : Motorun iç yapısı	62
Şekil 5.32 : Deneysel ortamda tahmin edilen Aktif Akı Vektörü.....	63
Şekil 5.33 : Deneysel ortamda tahmin edilen rotor açısal pozisyonu.....	64
Şekil 5.34 : Deneysel ortamda tahmin edilen rotor açısal pozisyon hatası	64
Şekil 5.35 : Deneysel ortamda ölçülen motor akımları	65
Şekil 5.36 : Deneysel ortamda yük açısı grafiği	66
Şekil 5.37 : Deneysel ortamda rotor açısal hızı ve tahmin edilen rotor açısal hızı....	67
Şekil 5.38 : Deneysel ortamda yük torku ve tahmin edilen yük torku... ..	68

SENKRON RELÜKTANS MOTORUN GÖZLEMCİ TABANLI SENSÖRSÜZ KONTROLÜ

ÖZET

Senkron relüktans motorlar, relüktans momenti prensibiyle mekanik enerji üretebilen elektrik makineleridir. Rotorunda herhangi bir sargı ve mıknatıs bulundurmadığından dolayı ucuz ve sağlam yapıya sahiptir. Bu sebeplerden dolayı keşfi daha önceki zamanlara dayansa da güç elektroniği ve kontrol yöntemlerindeki gelişmelerden dolayı son zamanlarda popüler hâle gelmiştir.

Senkron relüktans motor; asenkron motor gibi sabit hız uygulamaları için direkt şebekeye bağlanamamakta, motor sürücü devresi gerektirmektedir. Motor sürücü devresi, gerekli anahtarlamaları yapabilmesi için rotor açısız konumuna ihtiyaç duymaktadır. Kontrol yöntemleri konum sensörlü ve sensörsüz olmak üzere ikiye ayrılmaktadır.

Bu tez çalışmasında sensörsüz olarak senkron relüktans motor kontrol edilmiştir. Sensörsüz kontrol yönteminde daha önce tüm alternatif akımlı makineler için önerilen aktif akı kavramının prensibi ile rotor açısız konumu tahmin edilmektedir.

Aktif akı vektörü ile rotor konumu tahmininde daha önce önerilen yöntemlerden farklı olarak aktif akı vektörünü diferansiyel denklemlerine ayırarak durum uzay denklem kümesi oluşturulmuştur. Oluşturulan durum uzay denklemlerine uygun Kokusuz Kalman Filtresi (UKF) tasarlanmıştır. UKF sayesinde aktif akı vektör bileşenleri tahmin edilmiştir. Bileşenler sayesinde rotor açısız konumu tahmin edilmiştir. Diğer aktif akı ile rotor açısız konumu tahmin yöntemlerinden farkı, içeriğinde herhangi bir integrator veya Faz Kilitli Döngü (PLL) bulundurmasıdır.

UKF ile tahmin edilen rotor açısız konum değeri kullanılarak motor elektriksel parametreleri Park Dönüşümü ile dönen eksen takımına dönüştürülmektedir. Dönen eksen takımında oluşturulan senkron relüktans motor dinamik denklemleri için Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) tasarlanmıştır. Tasarlanan EKF ile rotor açısız hızı ve yük torku tahmin edilebilmektedir. Tahmin edilen rotor açısız hızı, diğer tahmin yöntemlerindeki tahmin değerleri ile karşılaştırılmış, EKF ile tahmin edilen rotor açısız hız hatasının diğer yöntemlere göre %70 oranında daha az olduğu gözlemlenmiştir.

Tahmin edilen rotor açısız konum, hız ve yük torku değerleri için alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri uygulanarak senkron relüktans motor kontrol edilmiştir. Bahsedilen kontrol basamakları bilgisayar ortamında benzetim çalışması yapıldıktan sonra test düzeneğinde kontrol edilmiştir. Test düzeneğindeki sürücü kartında diğer güç anahtarlarına nazaran daha iyi performans sergileyen silisyum karbür (SiC) tip mosfetler kullanılmıştır. Bu şekilde devre ve sistemin performansı artırılmıştır.

Anahtar kelimeler: Senkron relüktans motor, Sensörsüz kontrol, Durum tahmini, Aktif akı gözlemcisi, Kalman filtresi.

OBSERVER-BASED SENSORLESS CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

SUMMARY

Synchronous motors are electrical machines that can generate mechanical energy with the reluctance moment principle. Since it does not contain any winding and magnet in its rotor, it has a cheap and robust structure. since it does not contain any winding and magnet in its rotor. For these reasons, although its discovery dates back to earlier times, it has recently become popular due to advances in power electronics and control methods.

Synchronous reluctance motor cannot be directly connected to the grid for constant speed applications such as asynchronous motor, and the motor requires a driver circuit. The motor driver circuit needs the angular position of the rotor to make the necessary switching. At this point, control methods are divided into position sensor and sensorless.

In this thesis, synchronous reluctance motor was controlled without sensor. In the sensorless control method, the rotor angular position is estimated with the principle of active flux concept previously proposed for all alternating current machines.

Unlike previously proposed methods of estimating rotor position with active flux vector, the state-space equation set is created by splitting the active flux vector into differential equations. Active flux vector components are estimated by designing the state-space equations Unscented Kalman Filter (UKF). The angular position of the rotor has been estimated thanks to the components. Unlike other active flux and rotor angular position estimation methods, it does not include any integrators or Phase Locked Loops (PLL).

The axis transformation is made with the rotor angular position value estimated with the UKF and the transition is made to the Park axis. Synchronous reluctance motor dynamic equations created in the park axis Extended Kalman Filter (EKF) was designed. With the designed EKF, rotor angular speed and load torque can be predicted. The estimated rotor angular velocity was compared with the estimation values in other estimation methods, and it was observed that the rotor angular velocity error estimated by EKF was 70% less than the other methods. UKF and EKF algorithm work together. Because the rotor angular velocity estimated in EKF is accepted as constant within UKF and transactions are made.

The synchronous reluctance motor was controlled by applying field oriented control methods for the estimated rotor angular position, speed and load torque values. The mentioned control steps were checked in the test setup after the simulation study in computer environment. Silicon carbide (SiC) type mosfets are used in the driver board in the test setup, which performs better than other power switches. In this way, the performance of the circuit and system has been increased.

Keywords: Synchronous reluctance motor, Sensorless control, State estimation, Active flux observer, Kalman filter.



1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

Senkron relüktans motorlar, rotorunda herhangi bir mıknatıs veya sargı bulundurmadığından diğer elektrik motor türlerine göre daha düşük maliyetle üretilmektedir. Avrupa Birliği, satılan motorları sürüçülü ve sürüçsüz Şekilde verimlilik sınıflarına ayırmıştır [1]. Bu sınıflandırma ile senkron relüktans motorun diğer motor türlerine göre popülerliği artmıştır. Bu tez çalışmasında senkron relüktans motorun sensörsüz kontrolü üzerine çalışma yapılmıştır. Matematiksel modeli ve gözlemci metotları kullanılarak rotor pozisyon bilgisi elde edilmiştir. Bu rotor pozisyon bilgisi ile motora vektör kontrol metodu uygulanarak hız kontrolü yapılmıştır. Gözlemci kullanılarak rotor pozisyon bilgisi yanında rotor açısai hızı ve yük torku parametreleri de tahmin edilmiştir. Simülasyon ve deneysel ortamda motora uygulanan farklı referans hız ve tork değerleri ile yöntem doğrulanmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

Senkron relüktans motor (SynRM) kavramı ilk olarak 20. yüzyıl başlarında anılmıştır ancak son yıllarda daha fazla ilgi görmektedir [2]. Düşük maliyeti, basit ve sağlam yapısı, rotorunda sargı veya mıknatıs bulundurmaması SynRM'nin daha iyi performans alınmasına izin vermiştir [3]. Asenkron motor ile SynRM performansları üzerine birçok sayıda karşılaştırma çalışmaları yayınlanmıştır [3], [4]. Çalışmalar, SynRM'nin tork/hacim oranının benzer veya daha üstün olduğu, rotorunda sargı bulundurmamasından dolayı daha küçük kayıplar nedeniyle verimliliğin daha yüksek olduğunu göstermektedir. Ana dezavantajı ise asenkron motor ile karşılaştırıldığında daha düşük güç faktörüne sahip olmasıdır [5]–[7]. Aslında pompa ve ısıtma, soğutma ve havalandırma gibi birçok endüstri uygulamasında asenkron motorlara nazaran SynRM daha çekici alternatif hâline gelmektedir [8].

SynRM'nin kontrolü alan yönlendirmeli vektör kontrolüne dayanmaktadır. Birçok avantajına rağmen SynRM'nin manyetik doyuma girmesi neticesinde doğrusal

olmayan davranışları ve tercihen sensörsüz alan yönlendirmeli vektör kontrolü, motor kontrolünü karmaşık hâle getirmektedir [9], [10].

SynRM güç optimizasyonunda kaybı en aza indiren kontrol yöntemleri literatürde bahsedilmektedir [11].

Bunlardan ilki olan yöntem, makine parametreleri hakkında bilgiye ihtiyaç duymaz, sinyal enjeksiyonu yöntemini kullanır [12]. Sinyal enjeksiyonu, çıkık kutuplu makineler için kullanılmaktadır. Temel olarak yüksek frekanslı gerilim sinyali stator sargılarına verilir. Bu gerilim sinyali ile yüksek frekansa sahip akım oluşur ve bu akım sinyali rotor akısının konum bilgisini içerir. Bu nedenle kayıp modeline ihtiyaç duyulmaz ve parametre varyasyonları ve modelleme hatalarından kaynaklanan hatalar önlenir. Bunların tipik dezavantajları, arama işleminin tork dalgalanmasına neden olması ve yakınsama hızının dinamik uygulamalar için yeterli olmamasıdır.

Diğer yöntem ise makine parametreleri gerektiren makine modeline dayanmaktadır [13], [14]. Sinyal enjeksiyon yöntemine göre daha hızlıdır ve moment daha küçük dalgalanmalara sahiptir. Dezavantajı, motor parametrelerine bağımlı olmalarıdır. Çekirdek güç kayıpları ve manyetik doyum, Bu yöntemde dikkate alınması gereken en önemli noktalardır. Parametre duyarlılığı analizine dayalı olarak manyetik doygunluğu hesaba katmak özellikle önemlidir. Bu yöntemde algoritma, stator değerleri gibi gerekli bilgilerin girildiği modele çevrim içi olarak uyarlanmış bir gözlemci ile çalıştırılır [15], [16].

Sensörsüz SynRM kontrol çalışmaları genellikle hız aralığına bağlı değişmektedir. Sıfır ve düşük hızlı sensörsüz teknikler [10], [17]–[19], yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu aracılığıyla motor anizotropisinden yararlanır [20], [21]. Hibrit sensörsüz sürücüler, düşük hızda (200 d/d ve daha az hızlarda) yüksek frekanslı enjeksiyona dayalı teknikleri kullanırken, orta ve yüksek hızda (1000 d/d ve daha fazla hızlarda) temel frekansa geçerler [22]–[24]. Yüksek frekanslı sinyal enjeksiyon temelli teknikler, temel frekansa dayalı tekniklere [25], [26] göre farklı bir motor modeli gerektirir.

Temel frekans sinyallerine dayalı orta ve yüksek hızlı sensörsüz kontrol yöntemleri geliştirilerek, motor daha geniş bir hız aralığında sensörsüz sürülebilmektedir [20], [27], [28]. Ters elektromotif kuvvet'e (BEMF) dayalı açık döngü tahmin teknikleri, endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılır ve gözlemcileri motorun

matematiksel modellerinden yararlanır. Buna karşılık modeller motor parametrelerine (stator direnci ve endüktansları) ve ölçümlere (gerilimler ve akımlar) ihtiyaç duyar. Parametre veya ölçümlerde yapılan hatalar, modelin ve sensörsüz algoritmanın güvenilirliğini [29] hem özellikle motora hem de gözlemci yapısına bağlı olarak etkilemektedir. Hem düşük hem de yüksek hızlarda çalışabilen hibrit algoritmalarda kullanılmaktadır [22], [30]–[32].

Literatürde tüm çıkık kutuplu rotor yapısına sahip alternatif akım makineleri sanal nötr kutuplu makinelere dönüştürülerek rotor konumu ve hız tahminlerini daha basit hâle getirmiştir [33]. Burada tanıtılan aktif akı kavramıdır. Bu kavram elektromanyetik tork formüllerinden türetilen akıdır. Elektromotif kuvvet kavramı [34]–[36] ile benzerlik gösterse de, yeni bir matematiksel model önerilmiş ve hem EMF'den hem de stator endüktansından gelen konum bilgisini içeren genişletilmiş bir EMF tanımlanmıştır.

SynRM üzerine yapılan sensörsüz kontrol yöntemleri şu şekilde özetlenmiştir. Yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu kullanan yöntemler, düşük hız aralığı için daha kullanışlıdır. Motor parametrelerine ihtiyaç duyan yöntemler ise, orta ve yüksek hız aralığı için daha kullanışlı yöntemlerdir. Daha geniş hız aralığına sahip yöntemler bu iki yöntemin beraber kullanılması veya genişletilmiş EMF modeli kullanılmaktadır. Bu çalışmada motor parametreleri kullanılarak, aktif akı gözlemcisi dinamik denklemleri baz alınarak gözlemci tasarlanarak rotor pozisyon tahmini yapılmıştır.

1.3 Hipotez

Aktif akı teoremine dayanan pozisyon bilgisi tahmininde integrator ve PLL blokları mevcuttur. Bu tez çalışmasında ise aktif akı kavramına ait difreansiyel denklemlerle tasarlanan Kokusuz Kalman Filtresi (UKF) ile pozisyon bilgisi herhangi bir integrator veya PLL bloğundaki gibi PI blokları içermeden tahmin edilmektedir. Elde edilen pozisyon bilgisi ile motora ait d-q eksenli diferansiyel denklemlerle oluşturulan Genişletilmiş Kalman Filtesi (EKF) yardımıyla rotor açısal hızı ve yük torku tahmin edilmektedir. Yapılan bu tahminler diğer hız tahmin yöntemleri ile karşılaştırıldığında daha az hata payına sahiptir.

2. SENKRON RELÜKTANS MOTOR

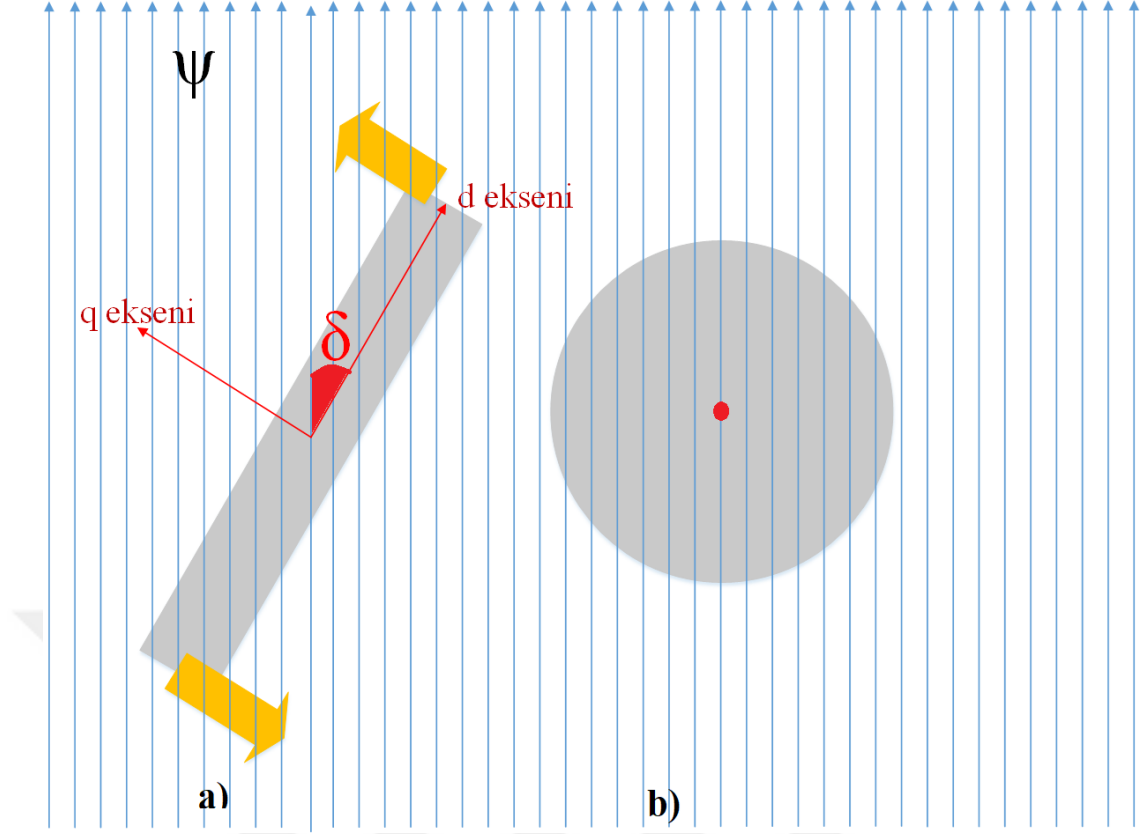
Senkron relüktans motorlar, relüktans momenti sayesinde elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirmektedir. Relüktans momenti prensibi ile çalışan makinelerde rotorlarında sargı veya mıknatıs bulundurmaması gibi avantajlara sahiptir. Bunun yanında tork dalgalılığı ve gürültü gibi dezavantajlara sahiptir. İlk olarak relüktans momenti prensibiyle çalışan motor olarak anahtarlamalı relüktans motor (SRM) geliştirilmiştir. Anahtarlamalı relüktans motor, şebekeden direkt beslenmemektedir. Bu yüzden sabit hızda çalışma modunda bile ek bir sürücüye ihtiyaç duyulmaktadır.

Anahtarlamalı relüktans motora alternatif olarak yine relüktans moment prensibine dayanan senkron relüktans motor geliştirilmiştir. Bu girişim Kostko tarafından 20. yüzyılın ilk çeyreğinde yapılmıştır [2]. Burada geliştirilen motor, verimsiz ve tork karakteristiği bozukluğu gibi sebeplerden dolayı endüstride henüz tercih edilmemiştir. 1960 sonraları motorla ilgili farklı yapısal konseptler geliştirilmiştir [37], [38].

Güç elektroniğindeki gelişmeler ile artık sürücü sistemlerinde farklı kontrol metotları uygulanabilmektedir. Bu kontrol metotları sayesinde relüktans tipteki motorlar endüstride kullanılmaya başlanmıştır [39], [40].

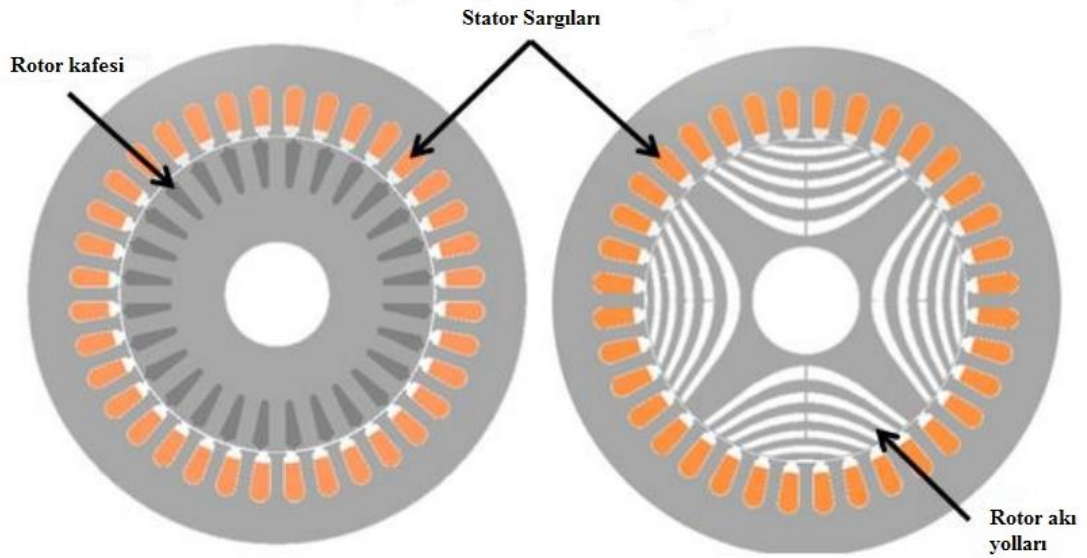
2.1 Senkron Relüktans Motor Çalışma Prensibi

Senkron relüktans motor, rotor pozisyonu ile değişen relüktans farkı ve asenkron motordaki gibi döner manyetomotif kuvvet (MMK) prensibi ile moment üretmektedir [2]. Relüktans farkından moment oluşabilmesi için bir manyetik alan uygulanmalıdır. Uygulanan manyetik alan, relüktansa ait doğrusal eksen ile açı oluşturması gerekmektedir. Şekil 2.1a'da gösterildiği gibi d ve q ekseni farklı relüktans değerlerine sahip manyetik malzeme, Şekil 2.1b'de ise her yönden eşit relüktans değerine sahip manyetik malzeme verilmiştir. D ekseni ile yapılan açı (δ) ile ve uygulanan manyetik alan (Ψ) sayesinde gösterilen oklar yönünde moment üretilir [2].



Şekil 2.1: a) Değişken relüktanslı nesne b) Sabit relüktanslı nesne [2].

Senkron relüktans motorda manyetik alan stator sargılarından geçirilen akım ile oluşturulmaktadır. Rotorda herhangi bir sargı bulunmadığından dolayı rotordan herhangi bir akım geçmemektedir. Stator akımları ile döner manyetik alan oluşturulur. Bu manyetik alan ile rotor kendini hizalamaktadır. Stator akımları döner manyetik alanı oluşturdukça buna senkron olarak rotor da döner manyetik alana kendini hizalamaktadır. Böylelikle döner manyetik alanla birlikte senkron olarak rotor da dönmektedir. Bu şekilde mekanik enerji elde edilmektedir. Senkron olarak devam eden bu çalışma prensibinde δ açısı ile kontrol sağlanmaktadır [37]. Şekil 2.2’de ise asenkron motor ile senkron relüktans motorunun stator yapılarının benzerliği ve rotor geometri yapılarının farklılığı gösterilmiştir [38].



Şekil 2.2: Asenkron motor ve senkron relüktans motor topolojileri [38].

2.2 Senkron Relüktans Motorun Durağan Eksen Matematiksel Modeli

Senkron relüktans motor genellikle 3 fazlı olarak üretilmektedir. Motora ait denklemler abc ekseninde tanımlanacaktır. Stator akım ve gerilim denklemlerinin ifadeleri aşağıdaki gibidir [39].

$$V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d}{dt} \lambda_{as} \quad (2.1)$$

$$V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d}{dt} \lambda_{bs} \quad (2.2)$$

$$V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d}{dt} \lambda_{cs} \quad (2.3)$$

Denklem 2.1’de görüldüğü gibi V_{as} : A fazı stator gerilimi, I_{as} : A fazı stator akımı, R_s : stator direnci ve λ_{as} :A fazında halkalanın akıyı ifade etmektedir. Benzer Şekilde Denklem 2.2 ve 2.3’te V_{bs} ve V_{cs} sırasıyla B ve C fazı stator gerilimlerini I_{bs} ve I_{cs} sırasıyla B ve C fazı stator akımlarını ve λ_{bs} ve λ_{cs} sırasıyla B ve C fazında halkalanan akıyı ifade etmektedir.

Halkalanan akı ifadeleri; stator akımları, stator öz endüktansları ve karşıt endüktans ifadeleri türünden aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [39].

$$\lambda_{as} = L_{aa} I_{as} + L_{ab} I_{bs} + L_{ac} I_{cs} \quad (2.4)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bb}I_{bs} + L_{ba}I_{as} + L_{bc}I_{cs} \quad (2.5)$$

$$\lambda_{cs} = L_{cc}I_{cs} + L_{ca}I_{as} + L_{cb}I_{bs} \quad (2.6)$$

Denklem 2.4, 2.5 ve 2.6'da L_{aa}, L_{bb} ve L_{cc} stator öz endüktanslarını $L_{ac} = L_{ca}, L_{bc} = L_{cb}$ ve $L_{ab} = L_{ba}$ ise stator karşıt endüktanslarını temsil eder. Stator endüktansları iki bileşenden oluşmaktadır. Bu bileşenler, sabit değerli bileşen ve ikinci harmonik değerli bileşenlerdir. İkinci harmonik değerli bileşen, rotor pozisyonuna göre değişen bir ifadedir. Ek olarak stator öz endüktans ifadelerinde o sargıya ilişkin kaçak endüktans bileşeni de yer almaktadır. Statora ait endüktanslar aşağıdaki gibi ifade edilebilir [39].

$$L_{aa} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta_{re}) \quad (2.7)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.8)$$

$$L_{cc} = L_{ls} + L_{0s} - L_{2s} \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.9)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.10)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_{re}) \quad (2.11)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{L_{0s}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}) \quad (2.12)$$

2.7-2.12 denklemlerindeki endüktans ifadelerinde L_{ls} kaçak endüktans bileşeni, L_{0s} sabit değerli bileşeni ve L_{2s} ikinci harmonik değerli bileşeni ifade etmektedir. Bu değerler SynRM tasarımında belirlenir. Tasarım ile ortaya çıkan ifadeler, Thomas A. Lipo'nun yayınında aşağıdaki gibi ifade edilmiştir [39].

$$L_{0s} = \mu_s r l N_s^2 \left(\frac{\pi}{8} \right) \left(\frac{1}{g_{\min}} + \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad (2.13)$$

$$L_{2s} = \mu_s r l N_s^2 \left(\frac{\pi}{8} \right) \left(\frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right) \quad (2.14)$$

Yukarıdaki ifadelerde g_{\min} ve g_{\max} sırasıyla d ve q eksenini hava boşluğunu ifade etmektedir. Rotor yarıçapı r , çekirdek uzunluğu l ve stator sargı başına sarım sayısı ise N_s ile gösterilmektedir. Stator endüktans ifadeleri buraya kadar durağan ekseninde gösterilmiştir. Stator endüktans bileşenleri L_{0s} ve L_{2s} ile d ve q eksenini mıknatıslanma endüktansları ifadeleri de yazılabilir [39].

$$L_{md} = \frac{3(L_{0s} + L_{2s})}{2} \quad (2.15)$$

$$L_{mq} = \frac{3(L_{0s} - L_{2s})}{2} \quad (2.16)$$

Denklem 2.15 ve 2.16'daki ifadeleri gibi aynı şekilde stator sabit bileşenli ve ikinci harmonik bileşenli endüktans ifadeleri d ve q eksenini mıknatıslanma endüktansları cinsinden yazılabilir [39].

$$L_{0s} = \frac{L_{md} + L_{mq}}{3} \quad (2.17)$$

$$L_{2s} = \frac{L_{md} - L_{mq}}{3} \quad (2.18)$$

Denklem 2.17 ve 2.18'deki ifadeleri, denklem 2.7-2.12'deki denklemlerde yerine konulursa statora ait öz ve ortak endüktanslarını d-q eksenini mıknatıslanma endüktansları cinsinden ifade edebiliriz [39].

$$L_{aa} = L_{ls} + \frac{L_{md}(1 - \cos(2\theta_{re}))}{3} + \frac{L_{mq}(1 + \cos(2\theta_{re}))}{3} \quad (2.19)$$

$$L_{bb} = L_{ls} + \frac{L_{md}(1 - \cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}))}{3} + \frac{L_{mq}(1 + \cos(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}))}{3} \quad (2.20)$$

$$L_{cc} = L_{ls} + \frac{L_{md}(1 - \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}))}{3} + \frac{L_{mq}(1 + \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}))}{3} \quad (2.21)$$

$$L_{ab} = -\frac{L_{md}(\frac{1}{2} - \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}))}{3} - \frac{L_{mq}(\frac{1}{2} - \cos(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}))}{3} \quad (2.22)$$

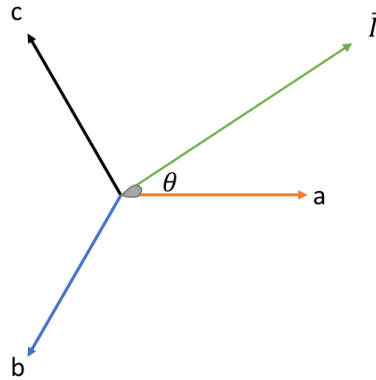
$$L_{bc} = -\frac{L_{md}\left(\frac{1}{2} + \cos(2\theta_{re})\right)}{3} - \frac{L_{mq}\left(\frac{1}{2} - \cos(2\theta_{re})\right)}{3} \quad (2.23)$$

$$L_{ac} = -\frac{L_{md}\left(\frac{1}{2} + \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right)\right)}{3} - \frac{L_{mq}\left(\frac{1}{2} - \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right)\right)}{3} \quad (2.24)$$

Yukarıdaki denklemlerde belirtilen θ_{re} rotorun elektriksel açısını ifade etmektedir. SynRM'ye ait durağan eksendeki denklemde ifadeler görüldüğü üzere rotor elektriksel açısına bağlıdır. Rotor elektriksel açısından bağımsız denklemlerin yazılması için eksen dönüşümü yapılmalıdır. Bu eksen dönüşümleri Clarke ve Park yöntemleri adıyla anılan eksen dönüşümleridir.

2.3 Eksen Dönüşümleri

Clarke ve Park dönüşümleri, üç fazlı güç sistemlerinde işlem kolaylığı sağlamak için kullanılmaktadır. Akım ve gerilim önce sabit bir referans çerçevesinde temsil edilen uzay vektörü cinsinden ifade edilmiştir. Bu sabit referans çerçeve $\alpha\beta$ eksen takımındadır. Daha sonra genel bir dönen referans çerçevesi tanıtılmıştır. Bu dönen referans çerçeve dq eksen takımındadır. Bu dönüşümlerin adı Clarke, Park ve Ters Park dönüşümleri olarak adlandırılmaktadır [40], [41]. Üç fazlı dengeli sistemlerde üç fazın skaler toplamı sıfırdır.



Şekil 2.3: Üç fazlı dengeli sistem ve vektörü.

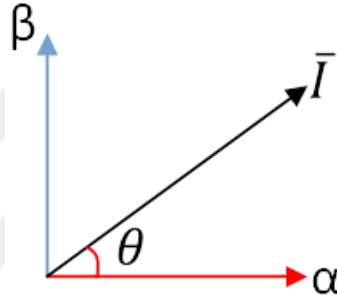
Şekil 2.3'te a, b ve c vektörleri ve vektörlerin toplamı bileşke vektör \bar{I} gösterilmiştir.

Şekil 2.4'te tanımlanan uzay vektörü, iki eksenli teori kullanılarak ifade edilebilir. Uzay vektörünün gerçekte kısmı, doğrusal eksenli akım bileşeni i_α 'nın anlık değerine eşittir. Doğrusal eksene dik olan sanal kısmı i_β 'ye eşittir.

Simetrik üç fazlı sistemleri Şekil 2.3 ve Şekil 2.4'te gösterilen vektörlere göre aralarındaki matematiksel gösterim aşağıdaki gibidir.

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} \right) \quad (2.25)$$

$$i_\beta = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left(\frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2} \right) \quad (2.26)$$



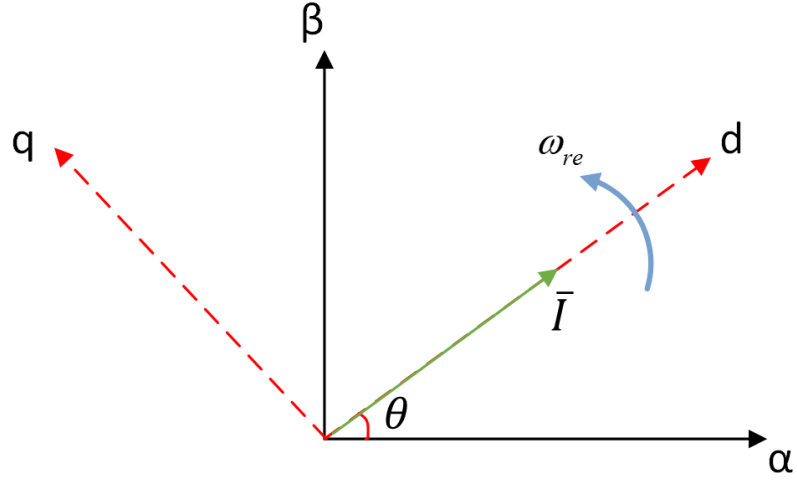
Şekil 2.4: İki eksenli sistemde vektör gösterimi.

Sabit referans çerçevesindeki stator akımı, üç faz akımları cinsinden matris formunda yazılabilir. Bu matrise Clarke matrisi denilmektedir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Statora eklenen sabit referans ekseninin yanı sıra mevcut uzay vektör denklemleri, Şekil 2.3'te gösterildiği gibi genel bir ω_{re} hızında dönen genel bir referans eksenini ile formüle edilebilir.

Doğrusal ve dik eksenler genel anlık bir hızda ($\omega_{re} = \frac{d\theta_{re}}{dt}$) döndüğü genel bir referans eksenini tanımlanmaktadır. Şekil 2.5'te gösterildiği gibi θ_{re} bileşke vektörün doğrusal eksen ile arasındaki açıdır. Bu doğrusal ve dik eksenler d ve q eksenleri olarak adlandırılmaktadır. Bu dönüşümün adı Park dönüşümüdür.



Şekil 2.5: d-q eksen takımı referanslı sistemde vektör gösterimi.

Bileşke vektöre ilişkin Park dönüşümüne ait matematiksel ifadeler aşağıdaki gibidir.

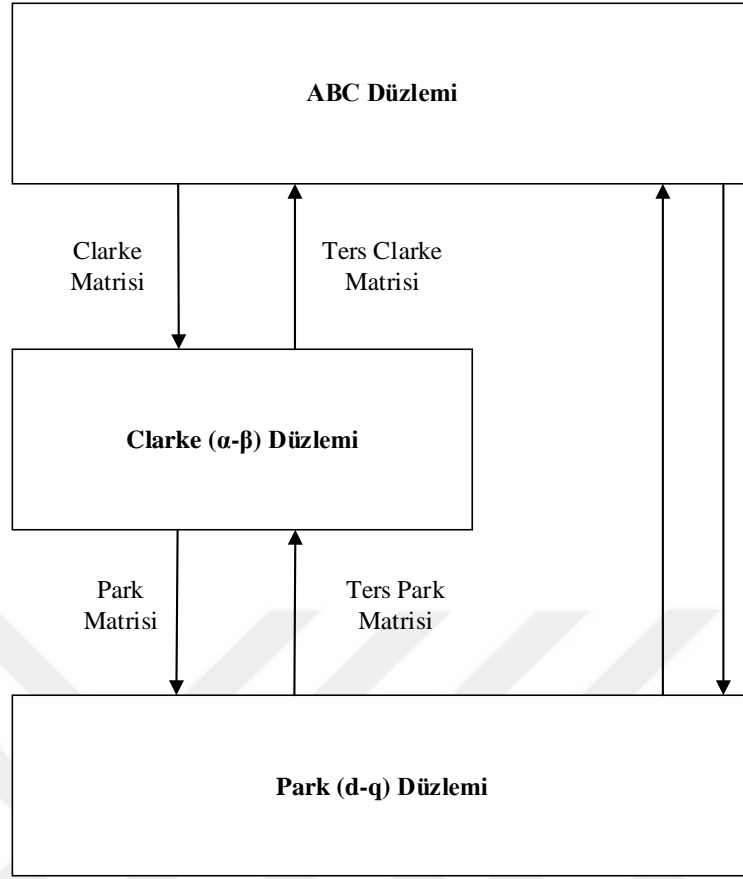
$$\sin \theta_{re} = \frac{I_{\beta}}{I_d} \quad (2.28)$$

$$\cos \theta_{re} = \frac{I_{\alpha}}{I_q} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & \sin \theta_{re} \\ -\sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \sin \theta_{re} & \cos \theta_{re} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

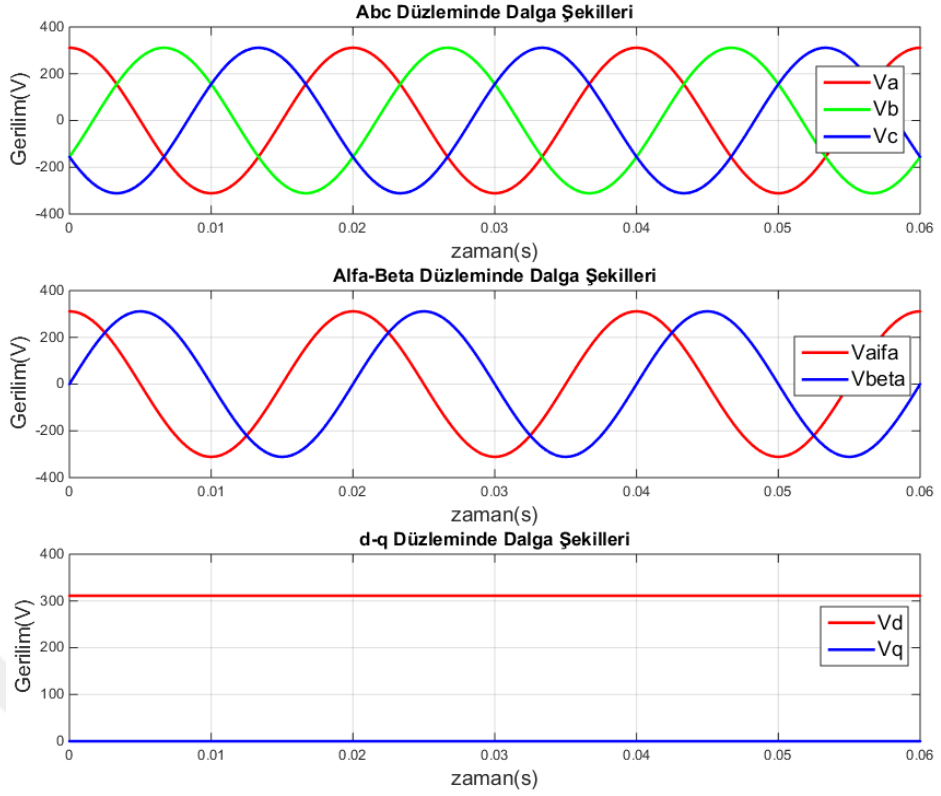
Denklem 2.30'da $\alpha\beta$ eksen takımından dq eksen takımına dönüşüm ifadelerinin matris formu verilmiştir. Bu matrise Park matrisi denilmektedir. Denklem 2.31'de ise dq eksen takımından $\alpha\beta$ eksen takımına dönüşüm ifadeleri verilmiştir. Bu dönüşüm Ters Park Dönüşümü adı ile anılmaktadır. ABC düzlemi, Clarke düzlemi ve Park düzlemi arasındaki dönüşümlerinin blok diyagramı Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6: Referans eksenleri arasında dönüşüm blok diyagramı [42].

Yukarıda bahsedilen dönüşümler sayesinde Clarke ve Park dönüşümleri kullanılarak sabit bir referans eksen takımını ile dönen bir referans eksen takımında bileşenler elde edilebilmektedir. Bu bileşenler Ters Clarke ve Ters Park dönüşümleri ile tekrar düzlemler arasında dönüşüm yapılabilmektedir. Bu dönüşümler, ileride kullanılacak olan kontrol yöntemlerinde ve rotor pozisyon tahmininde kullanılmaktadır.

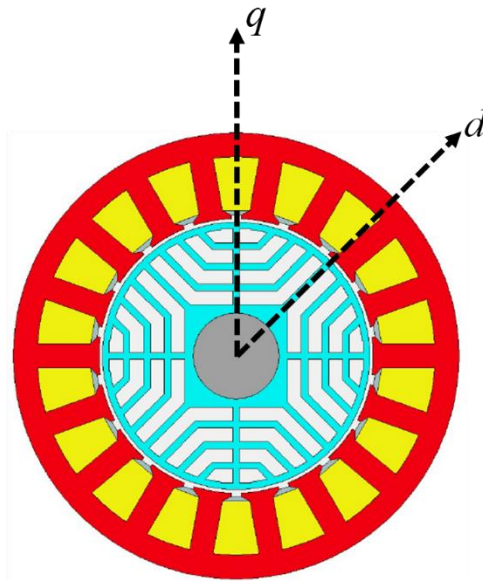
Referans vektör dönüşümleri doğrultusunda üç fazlı simetrik sisteme ait vektörlerin Clarke düzlemi ve Park düzlemine dönüştürülmüş örnek dalga formları Şekil 2.7’de gösterilmiştir.



Şekil 2.7: Referans eksenlerindeki vektörlerin dalga formları.

2.4 Senkron Relüktans Motorun d-q Düzleminde Matematiksel Modeli

SynRM’de hava aralığında bulunan akı bileşenleri statordaki kaçak endüktansa dâhil edilir. Bu yüzden makineye ait denklemler çıkık kutuplu senkron makine denklemlerinden elde edilebilir.



Şekil 2.8: 4 kutuplu SynRM.

Şekil 2.8’de gösterilen SynRM tipi için abc düzleminde elde edilen denklemlere Clarke ve Park dönüşümü uygulanırsa stator ifadeleri aşağıdaki gibi yazılabilir [43].

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_{re} \lambda_q \quad (2.32)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_{re} \lambda_d \quad (2.33)$$

Denklem 2.32 ve 2.33’te λ_d ve λ_q sırasıyla d ve q eksenini halkalanan akıları, V_{sd} ve V_{sq} sırasıyla d ve q eksenini stator gerilimlerini, I_{sd} ve I_{sq} sırasıyla d ve q eksenini stator akımlarını ve ω_{re} ise rotor elektriksel açısal hızını temsil etmektedir.

$$\lambda_d = L_d I_d \quad (2.34)$$

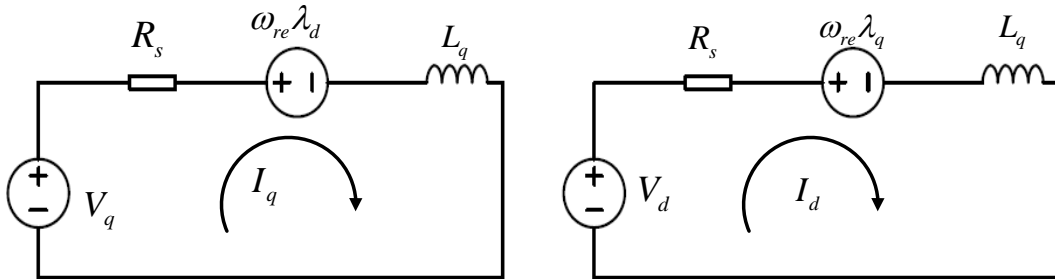
$$\lambda_q = L_q I_q \quad (2.35)$$

Denklem 2.34 ve 2.35’te L_d ve L_q sırasıyla d ve q eksenini endüktanslarını temsil etmektedir. L_d ve L_q ifadeleri zamana bağlı değişmediği kabul edilmektedir. Buna göre denklem 2.32 ve 2.33 tekrar yazılır.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_d \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_{re} \lambda_q \quad (2.36)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + L_q \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_{re} \lambda_d \quad (2.37)$$

D ve q eksenini eş değer devreleri Şekil 2.9’da verilmiştir.



Şekil 2.9: SynRM’ye ait d-q eksenini eş değer devreleri.

Rotor elektriksel pozisyonundan bağımsız stator denklemleri elde edilmiştir. Rotorda üretilen elektromanyetik momentin formülü denklem 2.38’de verilmiştir [44].

$$T_e = \frac{3}{2} p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} p i_d i_q (L_d - L_q) \quad (2.38)$$

Elektromanyetik moment, denklem 2.38'de T_e ile gösterilmektedir ve p ise çift kutup sayısını temsil etmektedir. Bu tork denkleminde ek olarak rotordaki mekanik denklem ile yük momenti ile arasındaki ifade denklem 2.39'da gösterilmektedir.

$$T_e - T_l = J_r \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.39)$$

Denklem 2.39'da T_l yük momentini, J_r rotor ataletini ve ω_r rotor açısal hızını temsil etmektedir. Bu tezde kullanılan gözlemciler d-q eksenli matematiksel modeli kullanılarak gerekli gözlemler ve tahminler yapılmıştır. Gözlemcide kullanabilmek için öncelikle d-q eksenli matematiksel modeli durum uzay denklemlerine geçiş yapılması gerekmektedir. Durum uzay Denklemleri için A, B, C ve D matrislerinden oluşmaktadır. Bu matris formlarına ulaşmak için öncelikle girişler, çıkışlar ve durumlar belirlenmelidir [45].

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (2.40)$$

$$y = Cx + Du \quad (2.41)$$

$$u = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.42)$$

$$y = \begin{bmatrix} I_{sd} & I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$x = \begin{bmatrix} I_{sd} & I_{sq} & \omega_r & T_l \end{bmatrix}^T \quad (2.44)$$

Denklem 2.40 ve 2.41'de genel durum uzay denklemlerinin ifadesi verilmiştir. Denklem 2.42-2.44'te ise SynRM uygulaması için yapılacak olan durum uzay Denklemlerine ait girişler u matrisi ile, çıkışlar y matrisi ile ve durumlar ise x matrisi ile verilmiştir. Bu verilen giriş, çıkış ve durumlara göre durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{V_{sd}}{L_d} - \frac{R_s I_{sd}}{L_d} + \frac{\omega_r \lambda_q}{L_d} \quad (2.45)$$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq}}{L_q} - \frac{R_s I_{sq}}{L_q} - \frac{\omega_r \lambda_d}{L_q} \quad (2.46)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3 p I_{sd} I_{sq} (L_d - L_q)}{2 J_r} - \frac{T_l}{J_r} \quad (2.47)$$

$$\frac{dT_l}{dt} = 0 \quad (2.48)$$

Denklem 2.36 ve 2.37’de verilen stator denklemlerinden akım türev ifadeleri çekilmiştir. Stator akımlarının zamana bağlı türev ifadeleri denklem 2.45 ve 2.46’da verilmiştir. Denklem 2.38 ve 2.39’daki ifadelerden rotor açısal hızının zamana bağlı türev ifadesi elde edilerek denklem 2.47’de verilmiştir. Yük momentinin zamana bağlı değişimi ise sıfır olarak kabul edilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_{re} L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_{re} L_d}{L_d} & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & 0 \\ \frac{3p I_{sq} (L_d - L_q)}{2J_r} & 0 & 0 & -\frac{1}{J_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$D = [0] \quad (2.52)$$

Denklem 2.45-2.48 arasında verilen diferansiyel denklemleri x, u ve y matrislerine göre çıkartılan A, B, C ve D matrisleri denklem 2.49-2.52’de verilmiştir. Sürekli zamanda SynRM’ye ait durum uzay modeli gözlemci tasarımında kullanılacaktır.

3. SENKRON RELÜKTANS MOTOR KONTROLÜ

Değişken hızlı sürücüler üretkenliği artırmak ve değişken hızda enerji dönüşümü işlemlerinde enerji tasarrufu sağlamak için güç elektroniği ile birlikte kullanılan tüm sürücülerin %30-40 arasını kapsamaktadır [46]. Değişken hızlı sürücüler, motorda hareket kontrolü, pozisyon, hız, tork kontrolü, üretilen gerilim genliği, frekansı ve güç kontrolü anlamına gelmektedir. Bununla birlikte rejeneratif frenleme değişken hızlı sürücülere özgüdür. Değişken hızlı sürücülerin SynRM kontrolü şu şekilde uygulanabilir:

-Konum sensörlü

-Konum sensörsüz

Mutlak konum, hız ve torkun sıfır hıza kadar hassas bir şekilde kontrol edilmesi gerektiğinde konum sensörleri güvenlik açısından kritik bir elemandır ve servo sürücülere yerleştirilir. Ayrıca birçok uygulamada maksimum ve minimum hız limitlerinde kontrol anahtarlaması yapılırken tork yanıtının 1-3 milisaniye içinde gerçekleşmesi gerekir ve bu durumda daha iyi performans sergilemek için konum sensörü zorunludur. Sensörsüz kontrol, rotor konumunu üç ila dört elektriksel temel maksimum frekans derecesi içinde tahmin edilebilmektedir[47].

Sensörsüz bir sürücü için hız kontrol aralığı son on yılda önemli ölçüde artmıştır ve şu anda 2-3 milisaniye içinde tork yanıtı, yüksek hızlarda (10000 d/d ve daha fazla) kalıcı hâlde hız hatası maksimum 2-3 d/d üzerine çalışmalar yapılmaktadır [46].

3.1 Senkron Relüktans Motor Kontrol İlkeleri

Değişken hızlı sürücüleri kontrolünde sensörlü ve sensörsüz olarak sınıflandırmanın yanı sıra şu ana kadar önerilen ve uygulanan çok sayıda SynRM kontrol stratejisini sınıflandırabiliriz.

Tork yanıtının hızlı olması gerekmeyen, genel olarak hiçbir hız döngüsü kontrolünün kullanılmadığı skaler (V/f veya I-f tabanlı) kontrol yöntemleri mevcuttur. Hız aralığı daha küçüktür ve tork tepkisi daha yavaştır (onlarca milisaniye aralığında). Vantilatör,

kompresör ve pompa yükleri, kontrol açısından daha basit ve nihayetinde daha az maliyetlidir. Ancak esasında akıyı azaltan birçok skaler sürücü, özel önlemlerle enerji dönüşümü açısından rekabet gücü olan yöntemlerdir. Bu tez çalışmasında, skaler kontrol yöntemi kullanılmamaktadır.

Dinamik cevap süresi hızlı (vektörel) sürücüler, alan yönlendirmeli kontrol ve direkt tork kontrolü olarak da sınıflandırılabilir. Bu bölümde bu başlıklar incelenecektir.

3.2 Alan Yönlendirmeli Kontrol

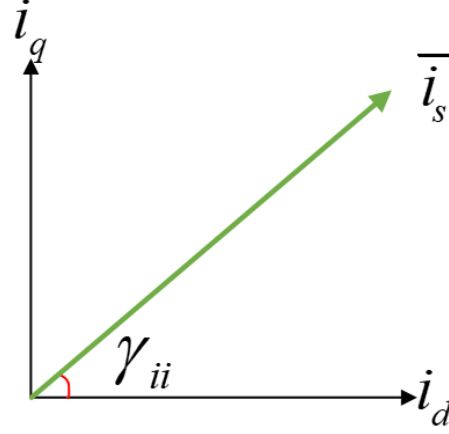
Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) prensibini belirtirken çekirdek güç kaybı, stator manyetomotif kuvveti hava aralığı harmonikleri, oluklar ve manyetik doygunluğa bağlı hava aralığı akı harmonikleri ihmal edilmiştir. Çekirdek güç kaybı, d-q referans çerçevesinde eksenler arasında belirli bir bağlantı oluşturur ve böylece dinamik cevabın başlangıçta oluşturduğu geçici tepkiyi geciktirmektedir [48],[49]. SynRM'ye ait denklemler d-q referans çerçevesinde modellenmiştir

3.2.1 Amper başına maksimum tork kontrolü

Bu kontrol yönteminde motora iletilen akıma karşılık elde edilebilecek en yüksek moment hedeflenmektedir. Bu kontrol yönteminde, güç faktörü değeri istenilen değerde(düşük) olmayabilir. Maksimum(ekstremum) nokta teoreminde, türevlenebilir fonksiyonun, parametreye göre kısmi türevinin sıfır olduğu nokta ile edilebilmektedir [50]. Denklem 3.1'de maksimum nokta teoremin MTPA'da uygulanması verilmiştir.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0 \quad (3.1)$$

D-q eksenli akım bileşenlerinin vektörleri ve bileşke vektör Şekil 3.1'de verilmiştir. Şekilde γ_{ii} manyetomotif kuvvet açısını temsil etmektedir.



Şekil 3.1: D-q eksenli akım vektörlerinin gösterimi.

Daha önce 2. bölümde verilen elektromanyetik tork formülü tekrardan aşağıdaki gibi yazılır.

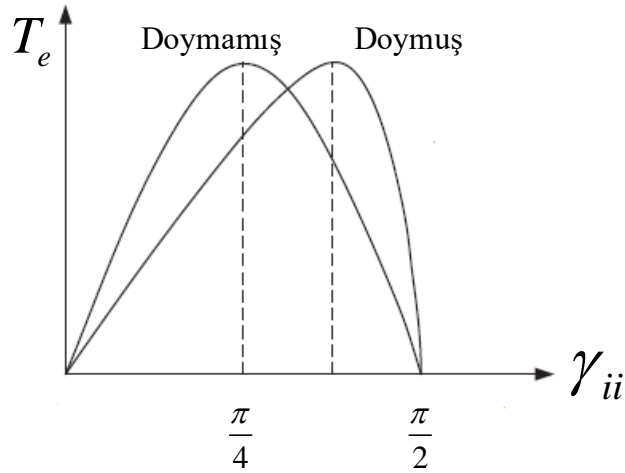
$$T_e = \frac{3}{2} p(L_d - L_q)i_d \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \quad (3.2)$$

Denklem 3.2’de i_q ifadesi i_s ve i_d cinsinden açılarak yazılmıştır. Sonuç olarak denklem 3.1’deki ekstremum nokta d-q eksenli akım vektörlerinin birbirine eşit olduğu noktada gerçekleşmektedir.

$$i_d^* = i_q^* = \frac{i_s^*}{\sqrt{2}} \quad (3.3)$$

Denklem 3.3’te akım sembollerinin üstündeki indis (*) referans anlamına gelmektedir. Akım vektörlerinin birbirine eşit olduğu koşul $\gamma_{ii} = 45^\circ$ ’tir. Bu açı manyetik doygunluk dikkate alınmadığı zamanda geçerlidir. Oluşan manyetik doygunluğa bağlı olarak bu açı değerinden büyük olabilir. Şekil 3.2’de buna dair grafiksel gösterim verilmiştir. Amper Başına Maksimum Tork Kontrolü (MTPA) denklem 3.4’teki hâli ile ifade edilir.

$$(T_e)_{MTPA} = \frac{3}{2} p(L_d - L_q) \frac{i_s^{*2}}{2} \quad (3.4)$$



Şekil 3.2: Doymamış ve doymuş SynRM için MTPA grafiği.

3.2.2 Maksimum güç faktörü kontrolü

Bu kontrol yöntemindeki temel amaç motor sürücü devresi olan 3 fazlı inverter girişindeki güç faktörünü maksimum seviyede tutmaktır. Bu kontrol yöntemi ile aynı MTPA’da olduğu gibi bazı performans parametrelerinde istenilen değerler elde edilemez. Bu kontrol yönteminin SynRM için önemi ise diğer elektrik motorlarına göre yapısı gereği düşük güç faktörüne sahip olmasıdır.

Bakır kayıpları ihmal edilirse güç faktörü açısının tanjant ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\tan \varphi = \frac{Q}{P} = \frac{L_d \frac{i_d^2}{2} + L_q \frac{i_d^2}{2}}{(L_d - L_q) i_d i_q} \quad (3.5)$$

Denklem 3.5’te φ güç faktörü açısını, Q reaktif gücü ve P aktif gücü temsil etmektedir. Güç faktörü açısının minimum değeri için denklem 3.5’teki değerin minimum olması gerekmektedir. D-q eksenli endüktansları sabit kabul edilmektedir.

$$\left(\frac{i_d}{i_q} \right)_{\varphi_{\min}} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (3.6)$$

$$T_{e_{\varphi_{\min}}} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \frac{i_d^2}{2} \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} \quad (3.7)$$

$$(\cos \varphi)_{\max} = \frac{1 - \frac{L_q}{L_d}}{1 + \frac{L_q}{L_d}} \quad (3.8)$$

Denklem 3.6’da maksimum güç faktörü için d ve q eksenli akım oranının ne olması gerektiği bulunmuştur. Denklem 3.7’de ise bu durumda üretilecek elektromanyetik torkun ifadesi verilmiştir. MTPA kontrolü ile aynı ifade değildir. Dolayısıyla bu kontrol yönteminde üretilen moment MTPA kontrolünde elde edilen çekilen akıma karşılık maksimum torku elde edemeyiz. Denklem 3.8’de ise en yüksek güç faktörünün sabit d-q eksenli endüktans değerleri için ifadesi verilmiştir.

3.2.3 Akı başına maksimum tork kontrolü

Bu kontrol algoritması ile motorun hava aralığında oluşturulan halkalanan akıya karşılık elde edilebilecek en yüksek moment elde edilmesi amaçlanmaktadır. Bu kontrol yöntemi de MTPA gibi amacı gereği güç faktörü değeri ile ilgilenmez ve bu değer istenilen değerde olmayabilir. Bu kontrol algoritması İngilizce adı olan “Maximum Torque Per Flux” (MTPF) ile adlandırılmaktadır.

Bu yöntemde öncelikle halkalanan akı ifadesi denklem 3.9’da verilmiştir.

$$\Psi_s^{*2} = (L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 \quad (3.9)$$

Burada Ψ_s^* halkalanan akı vektörünün referans değeridir. Önceki bölümde bahsedilen elektromanyetik formüldeki akıya bağlı tork formülünden elde edilmiştir.

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}_{\Psi_s^*} = \frac{L_d}{L_q} \quad (3.10)$$

$$(\lambda_d)_{\Psi_s^*} = (\lambda_q)_{\Psi_s^*} = \frac{\Psi_s^*}{\sqrt{2}} \quad (3.11)$$

Denklem 3.10’da MTPF kontrol algoritması için d-q eksenli akım oranının ne olması gerektiği verilmiştir. Bu durumda d-q eksenli halkalanan akı vektörleri de birbirine eşit olacaktır. Buna dair eşitlik denklem 3.11’de verilmiştir.

MTPF algoritması uygulandığı zaman üretilen elektromanyetik tork ifadesi denklem 3.12’de verilmiştir.

$$T_{e_{\psi_s}} = \frac{3}{2} p(L_d - L_q) i_d^2 \frac{L_d}{L_q} \quad (3.12)$$

Nominal hız değeri, referans değere göre eşitliği denklem 3.13'te verilmiştir.

$$\omega_b = \frac{V_{s\max}}{L_d i_d^* \sqrt{2}} \quad (3.13)$$

Denklem 3.13'te ω_b nominal hız değerini ve $V_{s\max}$ maksimum stator gerilim vektörünü temsil etmektedir. Nominal hız değerlerinde yukarıda bahsedilen üç yonteme ait üretilen elektromanyetik torkların(3.4, 3.7 ve 3.12'ye göre) karşılaştırılması aşağıdaki denklem 3.14'teki gibidir.

$$T_{e_{MTPA}} < T_{e_{\phi_{\min}}} < T_{e_{\psi_s^*}} \quad (3.14)$$

SynRM'de iyi performansta bile yüksek hızlarda daha düşük güç faktörleri nedeniyle geniş sabit hız-güç aralığı için doğrudan uygun olmadığı yukarıdan açıkça görülmektedir. Daha önce anlatıldığı gibi manyetik doygunluk ve çekirdek güç kaybı geçici olayları etkiler ancak hız fonksiyonunu daha da karmaşık hale getirmektedir, bu da sorunun tam olarak çözülmediğinin bir işaretidir [51].

3.3 Doğrudan Tork Kontrolü

1980'lerin ortalarında Depenbrock ve Takashi tarafından asenkron motorlar için doğrudan tork kontrolü (DTC) sunuldu [52], [53] ve 1980'lerin sonlarına doğru ise senkron motorlar için de geliştirildi [54], [55]. DTC kontrolü SynRM'ye ilk olarak Boldea ve diğerleri tarafından uygulanmıştır [56]. DTC, en hızlı tork yanıtını vermek için stator akı bağlantısı (Ψ_s) genliğini ve anlık torku kapalı döngülerle doğrudan kontrol etmektedir. Dolaylı olarak en hızlı tork tepkisini arayan DTC, prensipte ayrıştırmış i_d ve i_q kontrolü olan FOC performansını verir.

DTC kontrol algoritmasında stator akı genliği ve kontrol edilen tork hatasına göre stator akı vektörünü konumuna bağlı olarak koordinat dönüşümü yapmadan 3 fazlı köprü invertörden verilen farklı gerilim vektör kombinasyonu ile yapılmaktadır. Ancak DTC, stator akı vektörünün genliğini, konumunu (θ) ve tork değerinin ölçülebilmesi ya da gözlenebilmesini gerektirmektedir. SynRM'de gerektiği yerde akı zayıflatma işlemi stator akısını kontrolü ile yapılabilmektedir. DTC algoritmasının

sabit güç hız aralığı FOC'a göre daha geniştir. DTC prensibi ABC eksen takımındaki stator denklemlerine dayanmaktadır. Denklem 2.1-2.3'teki stator denklemlerinin tek vektör şeklinde gösterimi denklem 3.15'te verilmiştir.

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (3.15)$$

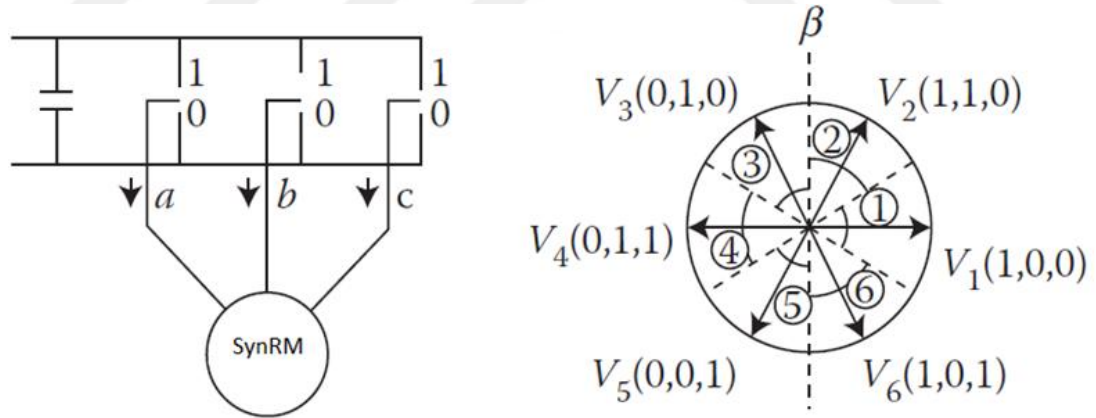
Stator akı vektörünü \bar{V}_s açılımı ise denklem 3.16'da verilmiştir.

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left(V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (3.16)$$

Denklem 3.15 için stator direnci ihmal edilir ise;

$$\Delta\bar{\Psi}_s = \Psi_s(t) - \Psi_s(0) \approx \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (3.17)$$

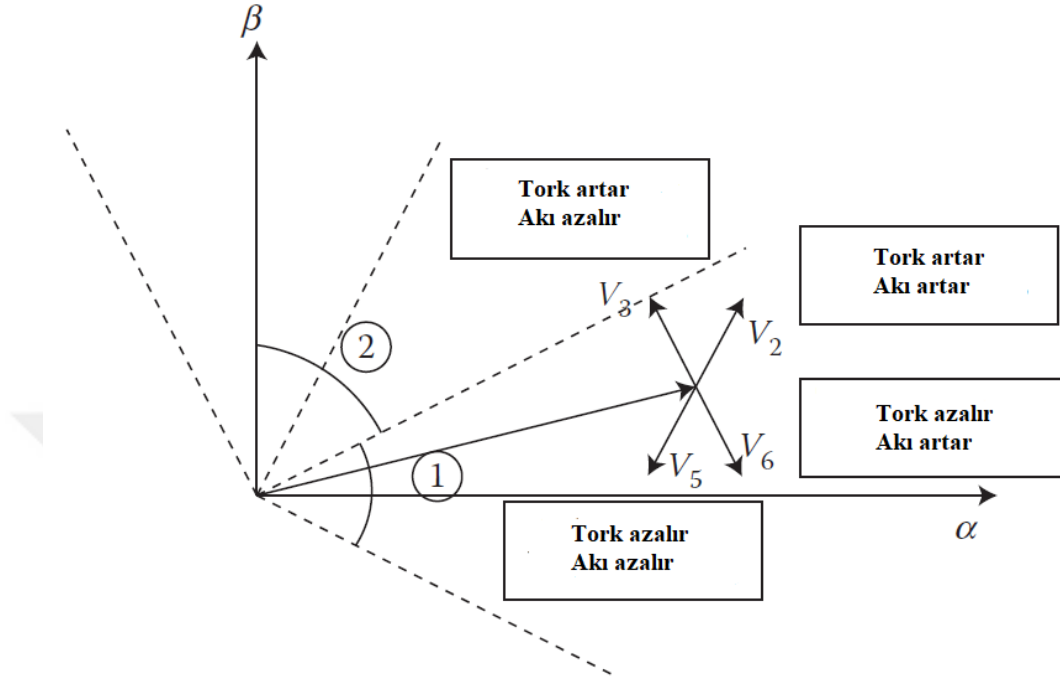
Üç fazlı gerilim beslemeli inverter ile SynRM fazlarına uygulanabilecek sıfır olmadan altı tane gerilim vektörü oluşturabilmektedir. Denklem 3.17 için stator akısı değişimi uygulanan gerilim vektörünün yönü ile değişimi görülmektedir. Şekil 3.3'te bu vektörler gösterilmiştir.



Şekil 3.3: 3 fazlı PWM inverter ve altı gerilim vektör.

Başlangıçta vektör 1 (V_1)'deki stator akı vektörü dikkate alındığında eğer stator akısı artırılabilecekse torkun artması gerekiyorsa V_2 uygulanacaktır. Bununla birlikte akı azalırsa ancak tork yine de artarsa V_3 uygulanmalıdır. Şekil 3.4'teki diğer vektör bileşenleri tamamlamak için tork azalırsa akı artışı için V_6 uygulanmalıdır. Yine tork azalırsa ve akı azalması için V_5 uygulanmalıdır. Vektör toplamaları ile buna ulaşılmaktadır. Oluşturulan altı gerilim vektörü haricindeki iki adet sıfır gerilim

vektörü de akı dalgalanmasını azaltmak (çekirdek kaybını azaltmak için) veya tork dalgalanmasını azaltmak için tahmine dayalı kontrolde daha yavaş tork düşüşü için uygulanabilir [57].



Şekil 3.4: V_1 vektörüne uygulanabilecek vektörlerin gösterimi.

Tahmine dayalı kontrol yöntemlerinde esas olarak inverterde anahtarlara uygulanan maksimum anahtarlama frekansında tork dalgalanmasını azaltmak için 60° genişliğinde değişen gerilim vektörleri kullanılır. Bu 60° genişliğinde değişen gerilim vektörleri seçilmiş bir simetrik kombinasyonu oluşturur. Bu kombinasyon, uzay vektör modülasyonu (SVM) adıyla anılmaktadır.

4. ROTOR POZİSYON TAHMİNİ VE GÖZLEMCİLER

Senkron relüktans motorların sensörsüz kontrolüne FOC, DTC veya skaler yöntemlerle yaklaşılabilir. Bu tür sistemlerin özü, artık stator akısı veya aktif akının yanı sıra rotor konumunu ve hızını da içeren ve çevrim içi olarak eklenen tork hesaplayıcıyla birlikte durum gözlemcisidir. SynRM için çok sayıda stator akısı ve rotor pozisyon gözlemcisi önerilmiştir ancak şu şekilde sınıflandırılabilir.

- Temel modeller (elektromotif kuvvet ve genişletilmiş elektromotif kuvvet)[28], [58]
- Sinyal enjeksiyonu yöntemi ile yapılan sabit rotor koordinatlarında dönen gerilim vektörü [59], [60], sabit referans ekseninde gerilim vektörü enjeksiyonu [61], invertör tarafından üretilen stator akımı dalgalanması gibi yöntemlerle yapılabilmektedir [39], [62], [63].

Servo motor sürücüsü gibi benzeri performanslı sensörsüz sürücülerde sinyal enjeksiyon durumu gözlemcileri çok düşük hızlarda kullanılır ve daha sonra geleneksel elektromotif kuvvet modeline dayalı durum gözlemcileri ile, FOC veya DTC ile 500 devir/dakika'dan fazla hız aralığında sürülebilmektedir.

Genel olarak sinyal enjeksiyon durumu gözlemcileri, gerilimi veya akımı enjekte eder ve çok düşük hızlarda relüktans etkisi yoluyla rotor konumunu çıkarmak için stator akımını işler. Herhangi bir integral kullanılmamanın avantajı vardır. Fakat kaçınılmaz olarak gecikme ve distorsiyon üreten en az iki filtre kullanılması gerekmektedir.

Geleneksel elektromotif kuvveti yöntemiyle oluşturulan aktif akı kavramı, alternatif akım makinelerinin elektromanyetik tork formüllerinde tork üreten akı ile ilgilidir. Genişletilmiş elektromotif kuvvet kavramının [39], [62], [63] benzer kabul edilebileceğini ancak farklı bir şekilde türetildiğini ve kavram olarak akım (tork) geçişleri sırasında aktif akıdan farklı olduğunu dikkate almalıyız.

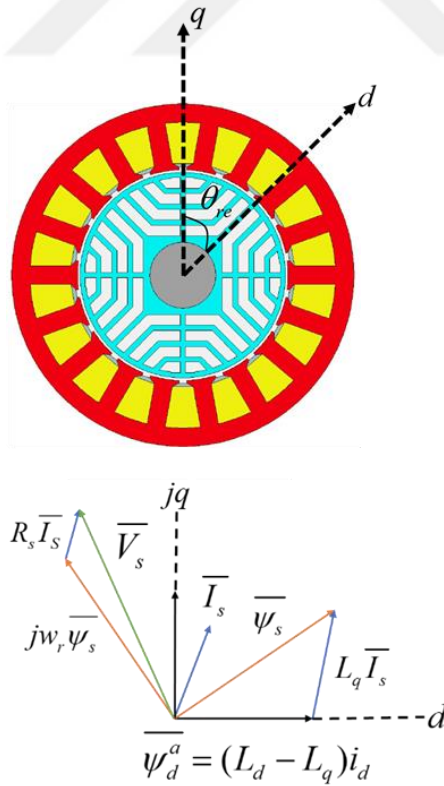
Tezin bu bölümünde ilk olarak aktif akı gözlemcisi tanıtılacaktır. Aktif akı gözlemcisinde, PLL ve integrator kullanılarak yapılan rotor açısal pozisyon tahminini UKF üstlenecektir. Bu şekilde PLL ve integrator bloğu kullanmadan pozisyon tahmini yapılacaktır.

Bölümün devamında ise geleneksel aktif akı gözlemcisi ile elde edilen rotor hız tahmini üzerinde çalışılmıştır. Önerilen yöntem ise SynRM için d-q eksen takımında EKF tasarımı yapılarak rotor açısal hızı ve yük torku tahmini yapılmaktadır.

4.1 Aktif Akı Gözlemcisi ile Rotor Pozisyon Tahmini

Aktif akı kavramı ilk olarak [33]'de bahsedilmiştir, daha sonra genişletilmiş elektromotif kuvveti modellerini tüm alternatif akım motorlarına genelleştirilmiştir [28]. Rotorun d eksenini boyunca aktif akı (ψ_a^d), kapalı döngü olarak stator V-I modelinden elde edilen stator akısı gözlemlenerek elde edilir. Bu gözlemci akımları değil, akıları işler. Ayrıca ψ_a^d yük, rotor açısal hızı veya gerilim dalga formlarından bağımsız olarak d eksenine hizalanır. Hizalama yaparken Stator V-I gözlemcisine integral hatası sürekli olarak PI kontrol bloğu ile azaltılır. Aktif akı kavramının matematiksel ifadesi denklem 4.1'deki gibi aşağıda verilmiştir.

$$\bar{\psi}_a^d = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt - L_q \bar{i}_s \quad (4.1)$$



Şekil 4.1: Aktif akı gözlemcisine ait fazör diyagramı [33].

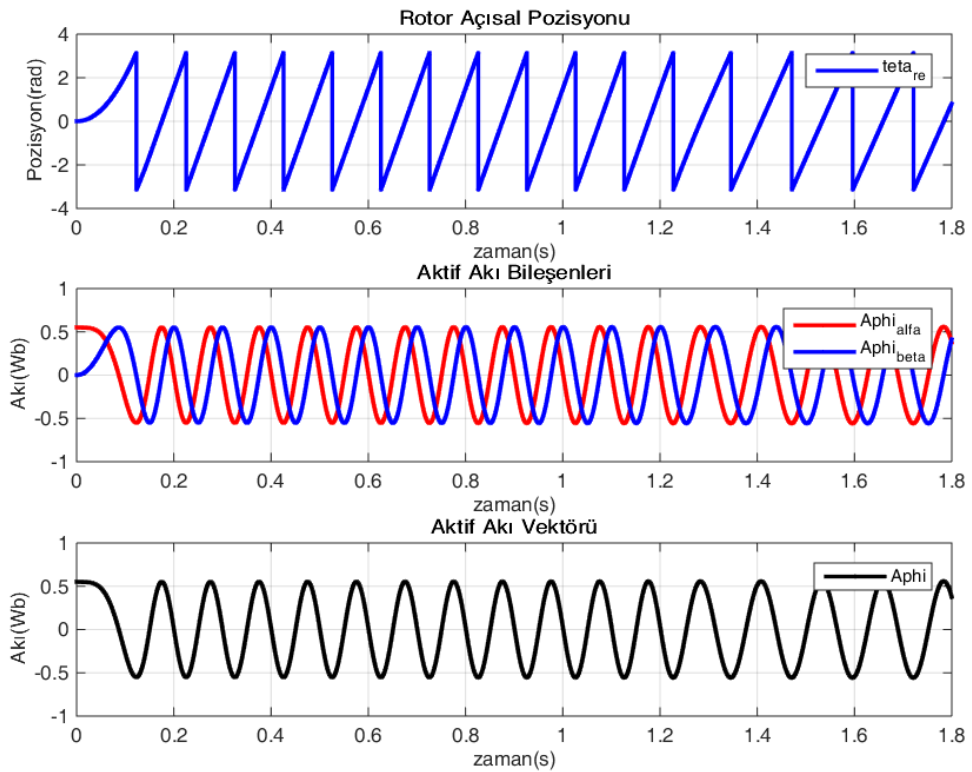
Denklem 4.1’de aktif akı vektörü sürekli olarak d eksenine hizalanır ve d eksenini de rotor açısai pozisyonu ile senkron hareket eder. Dolayısıyla aktif akı vektörü rotor açısai pozisyonu ile senkron hareket etmektedir.

Senkron Şekilde beraber dönen bu vektöre PLL uygulanarak pozisyon tahmini yapılabilmektedir. PLL ile hem θ_{re} hem de ω_{re} çıkışı alınabilmektedir [64].

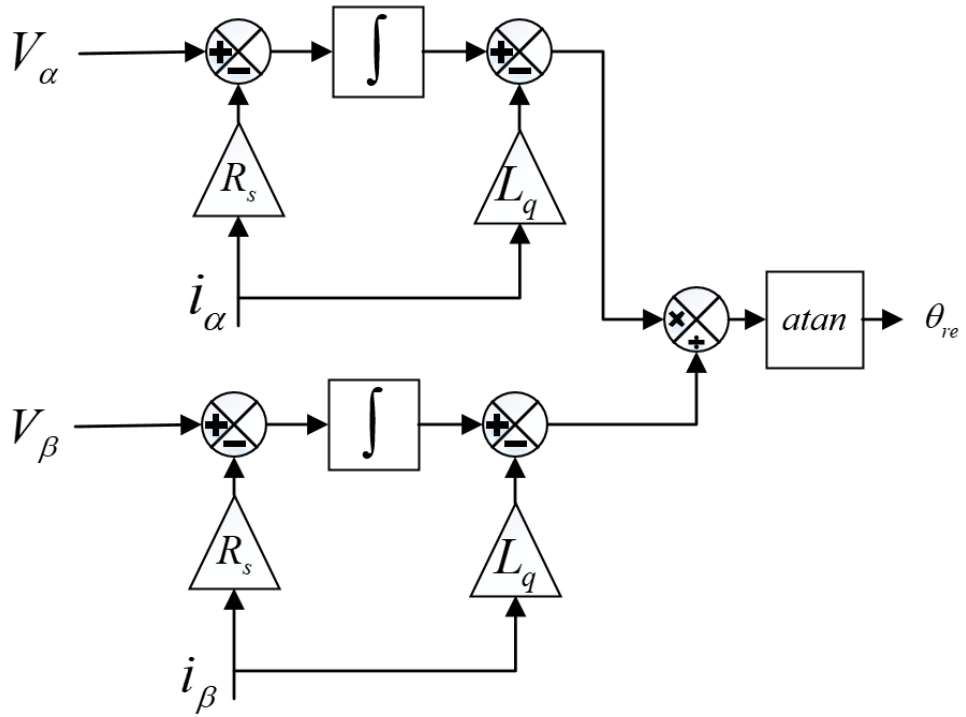
$$\overline{\psi}_a^{-d} = \overline{\psi}_{a\alpha}^{-d} + j\overline{\psi}_{a\beta}^{-d} \quad (4.2)$$

$$\theta_{re} = \tan^{-1} \left(\frac{\overline{\psi}_{a\beta}^{-d}}{\overline{\psi}_{a\alpha}^{-d}} \right) \quad (4.3)$$

Denklem 4.2’de göre rotor konumu, aktif akı vektörü sabit Clarke eksen takımındaki bileşenleri gösterilmiştir. Denklem 4.3’e göre ise rotor açısai pozisyonu Clarke eksen takımındaki bileşenleri üzerinden matematiksel ifadesi verilmiştir. Gerçek rotor konumu Şekil 4.2’deki ilk grafikte gösterilmiştir. Clarke eksenini $\alpha\beta$ bileşenlerin grafik temsili Şekil 4.2’deki ikinci grafikte gösterilmektedir. Aktif akı vektörü, Şekil 4.2’deki son grafikte gösterilmiştir. Grafiklerden rotor pozisyonunun ve ψ_a^d senkron olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca Şekil 4.3’te aktif akı vektörüne ait blok diyagramı verilmiştir.

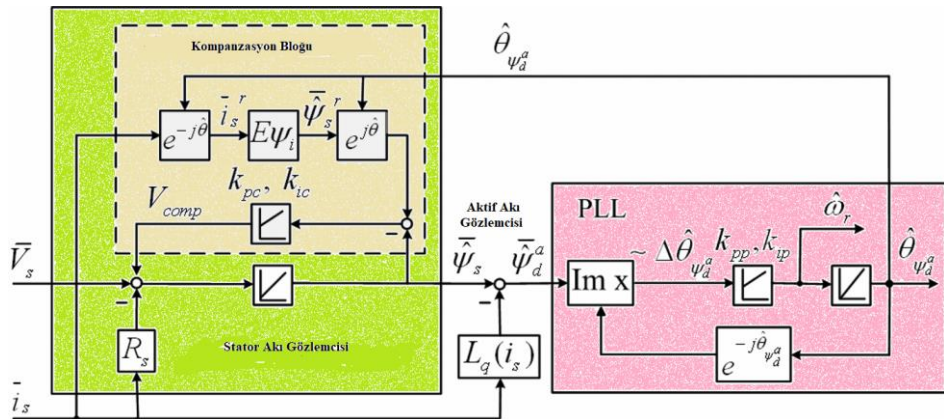


Şekil 4.2: Aktif akı vektörü ile rotor açısai pozisyonun ilişkisi.



Şekil 4.3: Aktif akı vektörüne ait blok diyagramı.

Daha önce bahsedilen PLL bloğuyla beraber prensip olarak aktif akı modeli stator gerilim-akım modelini kullandığından düşük hızlarda güvenilir bir performans için bir kompanzasyon bloğuna ihtiyaç duymaktadır. Bu kompanzasyon bloğu ile birlikte gösterim Şekil 4.4'te verilmiştir. İntvertörde doğrusal olmayan etkenler (güç anahtarları gerilim düşüşleri, ölü zaman gibi), motor içinde stator direnç değişimi, akım modelindeki manyetik doygunluk [65] ve integral ofseti [66] gibi etmenler kompanzasyon bloğu ile giderilmelidir. Yüksek hızlarda SynRM V-I modeli düşük hızlara göre daha doğru bir gözlem imkânı sağlamaktadır.



Şekil 4.4: Aktif akı gözlemcisi, kompanzasyon ve hız için PLL bloğu [33].

Hareket sensörsüz kontrolün genel performansı, doğrudan aktif akı vektör bileşenlerinden $(\bar{\psi}_{a\alpha}^{-d}, \bar{\psi}_{a\beta}^{-d})$ denklem 4.3'te hesaplanan rotor konumu (θ_{re}) ve PLL bloğu ile hesaplanan hız (ω_{re}) tahminlerinin doğruluğuna büyük ölçüde bağlıdır. Hız tahmini için farklı bir hesaplama yöntemi de önerilmiştir [67]. Öncelikle PLL bloğu ile denenmiş fakat tatmin edici sonuçlar alınmadığı için örnekleme zamanı ile ayrık zamanlı aktif akı vektör bileşenlerinin birbirlerine olan türevlerinden elde edilebilmektedir. Denklem 4.4'te buna ait matematiksel ifade verilmiştir.

$$\omega_{re} = \frac{d\theta_{re}}{dt} = \frac{\bar{\psi}_{a\beta(k)}^{-d}\bar{\psi}_{a\alpha(k-1)}^{-d} - \bar{\psi}_{a\beta(k-1)}^{-d}\bar{\psi}_{a\alpha(k)}^{-d}}{T_s \left(\left(\bar{\psi}_{a\beta(k)}^{-d} \right)^2 + \left(\bar{\psi}_{a\beta(k)}^{-d} \right)^2 \right)} \quad (4.4)$$

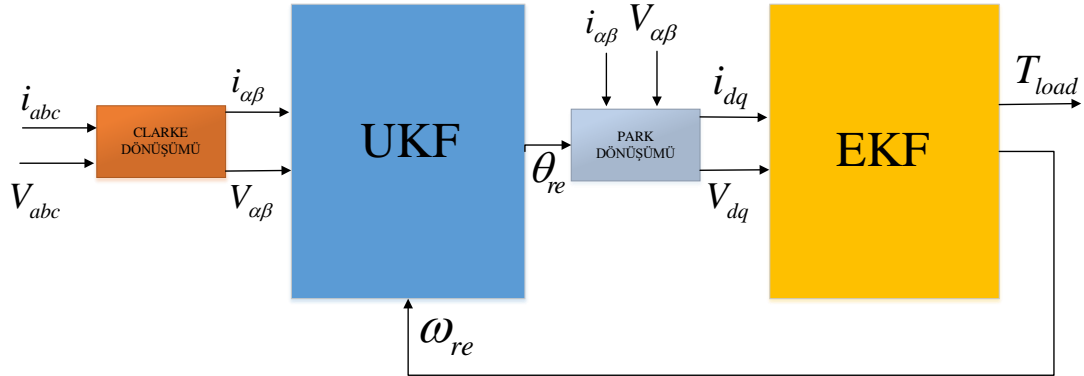
Denklem 4.4'te bahsedilen T_s örnekleme zamanını, k indisi ise ayrık zaman notasyonudur.

Bu yüksek lisans tez çalışmasında PLL ve denklem 4.4'teki tahmin yöntemlerinden farklı olarak ve herhangi bir integrator, PI blokları veya kompanzator kullanmadan UKF ile pozisyon tahmini yapılmıştır. Aktif akı gözlemcisini dört durum değişkenine sahip bir durum uzay denklemler kümesi oluşturulur. Buradaki denklem kümesinde rotor açısal hızına bağlı ifadeler bulunmaktadır. Bu değer diğer gözlemcide tahmin edilmektedir. UKF'de tahmin edilen aktif akı vektörü bileşenleri arctan fonksiyonu uygulanarak rotor açısal pozisyonu elde edilir. Buraya kadar olan tüm işlemler Clarke yani sabit referans eksen takımında yapılmaktadır.

Rotor açısal pozisyonunun elde edilmesi ile artık dönen eksen takımına yani Park eksen takımına geçiş yapılabilmektedir. Bu sayede stator akım ve gerilim değerlerinin rotor elektriksel açısal pozisyonuna göre dönen eksen takımındaki değerleri elde edilebilmektedir. Bu d-q eksen gerilim ve akım değerleri ile tezin ikinci bölümünde bahsedilen durum uzay modeline EKF uygulanarak rotor açısal hızı ve yük torku tahmin edilebilmektedir. Tahmin edilen rotor açısal hızı UKF'de kullanılmaktadır.

EKF ve UKF beraber çalıştırılarak rotor açısal pozisyonu, aktif akı vektörü, rotor açısal hızı ve yük torku tahmin edilmektedir. Beraber çalışmaya ilişkin blok diyagramı Şekil 4.5'te gösterilmektedir. Tüm bu tahminlerde herhangi bir fazladan filtre gibi işlemlere ihtiyaç duyulmadan yapılmaktadır. Çünkü Kalman Filtreleri zaten kendi içinde bu diferansiyel denklem kümelerini filtre ve gerekli değerlere yakınsama yapmaktadır.

Bu işlemler için öncelikli olarak kısaca doğrusal olmayan sistemler için geliştirilmiş olan EKF ve UKF'nin matematiksel ifadelerinden ve teorilerinden bahsedilmiştir.



Şekil 4.5: UKF ve EKF'nin beraber çalışmasına ilişkin blok diyagramı.

4.2 Koksuz Kalman Filtresi ile Rotor Pozisyon Tahmini

Gerçek zamanlı sistemler genellikle doğrusal olmayan sistemlerdir. Gözlemciler doğrusal sistemler için tasarlanmıştır. Bu yüzden mevcut gözlemciler farklı matematiksel yöntemler ile doğrusal olmayan sistemlere uyarlanması yapılmaktadır. UKF'de doğrusal olmayan sistemler için tasarlanmıştır [68]. UKF'de durum değişkenleri Koksuz Dönüşüm (Unscented Transform, UT) uygulanmaktadır.

4.2.1 Koksuz dönüşüm

UT doğrusal olmayan bir dönüşüme uğrayan rastgele bir değişkenin istatistiklerini hesaplamak için bir yöntemdir [69]. L boyutlu bir doğrusal değişken x , doğrusal olmayan bir $y = g(x)$ fonksiyonu tarafından üretilmektedir. X değişkeninin ortalaması \bar{x} ve kovaryansı ise P_x ile gösterilmektedir. Ortalama değerlerin ağırlık fonksiyonu ise W temsil etmektedir. Y 'nin istatistiklerini hesaplamak için aşağıdaki Denklemlere göre $2L+1$ sigma vektörleri x değerlerinin karşılık gelen ağırlık ortalama matrisini oluşturmaktadır [70].

$$X_0 = \bar{x} \quad (4.5)$$

$$X_i = \bar{x} + \left(\sqrt{(L + \lambda) P_x} \right)_i, i = 1, \dots, L \quad (4.6)$$

$$X_i = \bar{x} - \left(\sqrt{(L + \lambda) P_x} \right)_{i-L}, i = L + 1, \dots, 2L \quad (4.7)$$

$$W_0^m = \frac{\lambda}{L + \lambda} \quad (4.8)$$

$$W_0^c = \frac{\lambda}{L + \lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad (4.9)$$

$$W_i^m = W_i^c = \frac{1}{2(L + \lambda)}, i = 1, \dots, 2L \quad (4.10)$$

Denklem 4.6 ve 4.7’de bahsedilen λ ölçekleme parametresidir. Açılım ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\lambda = \alpha^2(L + \kappa) - L \quad (4.11)$$

Yukarıdaki denklemlerde geçen α , sigma noktalarının \bar{x} etrafındaki yayılımı belirler ve genellikle küçük bir pozitif değere ayarlanır (örneğin, 10^{-3}). Denklem 4.11’de bahsedilen κ , genellikle sıfır olarak ayarlanan ikincil bir ölçeklendirme parametresidir. Gauss dağılımlarını önceki bilgilerini dâhil etme parametresi olan β ise optimal olarak genelde 2 seçilmektedir. $\left(\sqrt{(L + \lambda) P_x} \right)_i$ matris karekökünün i ’inci satırını temsil etmektedir. Bu sigma vektörleri denklem 4.12’deki gibi doğrusal olmayan fonksiyon aracılığıyla yayılmaktadır.

$$y_i = g(x_i), i = 0, 1, \dots, 2L \quad (4.12)$$

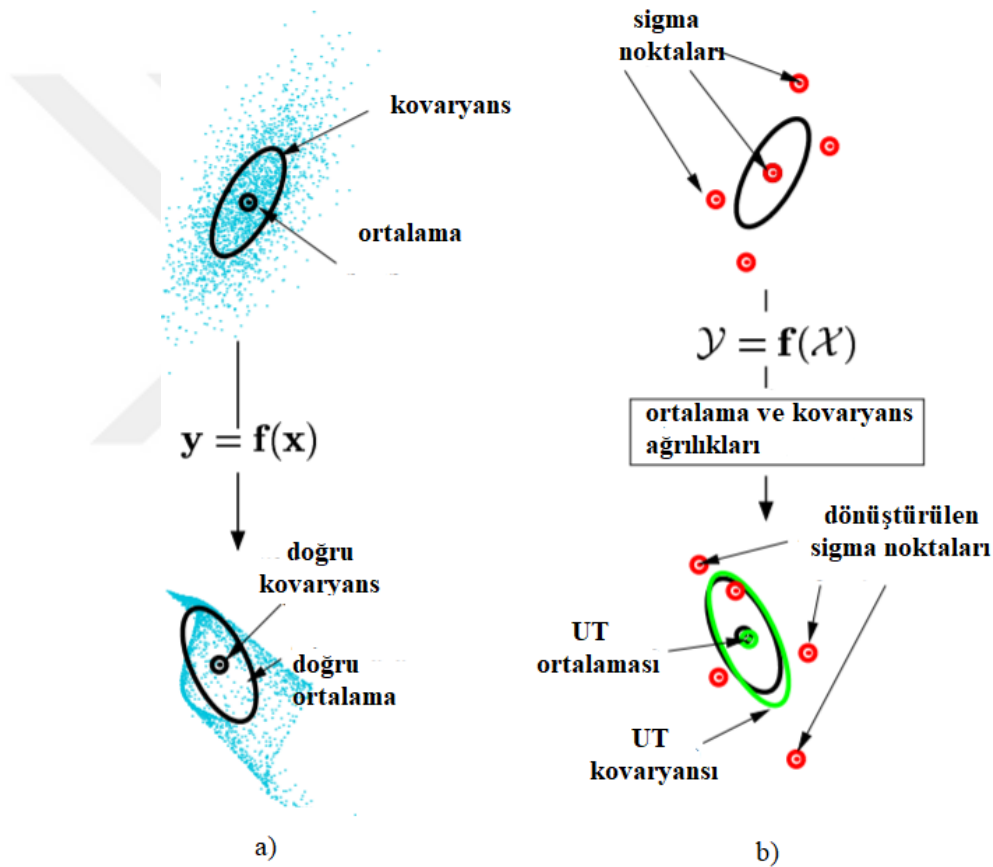
Aşağıdaki denklemlerde doğrusal olmayan fonksiyon y için ortalama ve kovaryans ağırlıklı değerler ortalaması ve sonraki adımdaki sigma noktalarının kovaryansı kullanılarak tahmin edilir.

$$\bar{y} \approx \sum_{i=0}^{2L} W_i^m y_i \quad (4.13)$$

$$P_y \approx \sum_{i=0}^{2L} W_i^c (y_i - \bar{y})(y_i - \bar{y})^T \quad (4.14)$$

Kokusuz dönüşüm genel örnekleme yöntemlerinden önemli ölçüde farklıdır. Genel örnekleme yöntemleri muhtemelen Gauss olmayan doğru bir dağılımını yaymak için daha fazla örnek noktası kullanılarak doğruluğu artırılan yöntemlerdir. Örneğin,

Monte-Carlo yöntemleri ile yapılan parçacık filtreleri gibi [71]. UT ile basit yaklaşım, tüm doğrusal olmayan durum değişkenleri için Gauss girdilerinin üçüncü sırasına göre doğru olan yaklaşımlarla sonuçlanır. Gauss olmayan girdiler için ise yaklaşımlar α ve β seçimiyle belirlenen üçüncü ve daha yüksek dereceli momentlerin doğruluğu ile ikinci dereceye göre daha doğru yaklaşım yapılabilmektedir. İki boyutlu bir sistem için basit bir örnek Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Şekil 4.6-a'daki görselde Monte-Carlo yöntemi ile birçok değer örnekleme kullanılarak ortalama ve kovaryans yayılımı gösterilmektedir. Şekil 4.6-b'deki görselde ise sadece 5 sigma noktası ile UT'nin performansını göstermektedir. Burada UT'nin üstün performansı açıktır [72].



Şekil 4.6: UT'nin 2 boyutlu sistemde performans gösterimi [70].

4.2.2 Koksuz kalman filtresi tasarımı

UKF algoritması Kalman'ın genel algoritmasını kullanmaktadır. Burada x matrisi olan durumların ortalaması ve kovaryans değerleri denklem 4.5-4.10 arasında bahsedilmiştir. UKF algoritması başlangıçta durum tahmini problemi için tasarlanmıştır ve tam durum geri besleme gerektiren doğrusal olmayan kontrol

uygulamalarında uygulanmıştır [69]. Bu uygulamalarda dinamik model, fiziksel temelli bir parametrik modeli temsil eder ve bilindiği varsayılır. Bu bölümde UKF'nin kullanımını ve aktif akı gözlemcisine uygulanarak rotor açısız pozisyon tahmini yapılmıştır. UKF algoritması adına işlemler aşağıdaki gibidir.

Başlangıç koşulları;

$$x_0 = E[x_0] \quad (4.15)$$

$$P_0 = E\left[(x_0 - x_0)(x_0 - x_0)^T\right] \quad (4.16)$$

$$x^a = [x^T \quad v^T \quad n^T]^T \quad (4.17)$$

$$x_0^a = E[x^a] = [x_0^T, 0, 0]^T \quad (4.18)$$

$$P_0^a = E\left[(x_0^a - x_0^a)(x_0^a - x_0^a)^T\right] = \begin{bmatrix} P_0 & 0 & 0 \\ 0 & P_v & 0 \\ 0 & 0 & P_n \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Yukarıdaki denklemlerde geçen v matrisi model (proses) gürültüsü, n ölçüm gürültüsünü ve P_v, P_n ise bu gürültü değerlerinin kovaryansını temsil etmektedir. Bu işlemler ile başlangıç koşulları belirlenmiştir.

Her örnekleme zamanında ise durum ve çıkış tahmin değerleri belirlenecektir. Bu işlemlere ait matematiksel ifadeler aşağıda verilmiştir.

Zaman güncellemesi;

$$X_{k/k-1}^x = F[X_{k-1}^x, X_{k-1}^v] \quad (4.20)$$

$$\bar{x}_k = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m X_{i,k/k-1}^x \quad (4.21)$$

$$P_k^- = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c \left[X_{i,k/k-1}^x - \bar{x}_k^- \right] \left[X_{i,k/k-1}^x - \bar{x}_k^- \right]^T \quad (4.22)$$

$$Y_{k/k-1} = H[X_{k-1}^x, X_{k-1}^n] \quad (4.23)$$

$$\bar{y}_k = \sum_{i=0}^{2L} W_i^m Y_{i,k/k-1} \quad (4.24)$$

Zaman güncellemesine ait denklemlerde özetle şundan bahsedilmektedir. Denklem 4.20'de x durum değişkenlerinin ve model gürültüsünün bir önceki adımda belirlenen sigma noktalarının F fonksiyonuna girilmektedir. F ve H fonksiyonları belirlenen sistemin durum uzay matrisleri kastedilmektedir. F fonksiyon sonucu bu adım için sigma noktaları belirlenmiştir. Denklem 4.21'de ise ağırlık dağılım parametleri ile birlikte ortalama değerleri hesaplanmaktadır. Denklem 4.22'de, x matrisi durum değişkenleri için kovaryans matrisi hesaplanmaktadır. Sistem çıkışı olan y matrisine ait sigma noktaları ise denklem 4.23'te yine durum değişkenlerinin ve çıkış olduğu için ölçüm gürültüsünün bir önceki adımda belirlenen sigma noktalarının H fonksiyonuna girilmesi ile bulunmaktadır. Daha sonra ağırlık dağılım parametreleri ile çıkış değişkenlerin ortalama değerleri denklem 4.24'te hesaplanmıştır.

Sistem geri beslemeli olduğu için belirtilen sistem için çıkış değerleri alınmaktadır. Bu değerler ölçüm ile elde edilmektedir. Her ölçüm alındığı ise UKF için iyileştirme yapılmaktadır.

Ölçüm güncellemesi adımları ise aşağıdaki gibidir.

$$P_{y_k y_k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c \left[Y_{i,k/k-1} - y_k^- \right] \left[Y_{i,k/k-1} - y_k^- \right]^T \quad (4.25)$$

$$P_{x_k y_k} = \sum_{i=0}^{2L} W_i^c \left[X_{i,k/k-1} - x_k^- \right] \left[Y_{i,k/k-1} - y_k^- \right]^T \quad (4.26)$$

$$K = P_{x_k y_k} P_{y_k y_k}^{-1} \quad (4.27)$$

$$x_k = x_k^- + K \left(y_k - y_k^- \right) \quad (4.28)$$

$$P_k = P_k^- - K P_{y_k y_k} K^T \quad (4.29)$$

Ölçüm güncellemesine ait denklemlerde ise denklem 4.25'te zaman güncellemesinde elde edilen çıkış değişkenlerine ait ağırlık dağılımı ve ortalama değerlerden kovaryans hesaplanmıştır. Hem durum değişkenlerinin ve çıkış değişkenlerinin ağırlık dağılımı ve ortalama değerlerinden yeni bir hibrit kovaryans matrisi denklem 4.26'da hesaplanmıştır. Denklem 4.27'de ise en püf nokta olan K matrisi yani Kalman kazancı hesaplanmaktadır. K değeri ile zaman güncellemesinde tahmin edilen durum değişkenleri yeniden hesaplanmaktadır ve algoritmanın nihai durum değişken tahmin

değerleri hesaplanmaktadır. Daha sonra ise K matrisi kovaryans matrisi için de uygulanarak gerekli iyileştirme yapılmaktadır.

Bu işlemler ile durum değişkenleri tahmini ölçüm değerleri ile iyileştirilerek tahmin hataları azaltılmaktadır.

Aktif akı gözlemcisini UKF ile tasarlamak için öncelikle durum uzay denklemleri yazılmalıdır. Aktif akı gözlemcisi için giriş, çıkış ve durum değişken matrisleri aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \bar{\psi}_{a\alpha}^{-d} & \bar{\psi}_{a\beta}^{-d} \end{bmatrix}^T \quad (4.30)$$

$$u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.31)$$

$$y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T \quad (4.32)$$

Ölçüm güncellemesi yapabilmek için çıkış değişkenleri olarak stator akımları seçilmiştir. Aktif akı vektörünü denklem 4.1’de tanımlamasını Clarke ekseninde bileşenleri ayrıştırılmıştır.

$$\bar{\psi}_{\alpha}^{-d} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt = \bar{\psi}_{a\alpha}^{-d} + L_q i_{s\alpha} \quad (4.33)$$

$$\bar{\psi}_{\beta}^{-d} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt = \bar{\psi}_{a\beta}^{-d} + L_q i_{s\beta} \quad (4.34)$$

$\bar{\psi}_{\alpha}^{-d}$ ve $\bar{\psi}_{\beta}^{-d}$ burada stator akısının bileşenleridir. $\bar{\psi}_{a\alpha}^{-d}$ ve $\bar{\psi}_{a\beta}^{-d}$ olan aktif akı bileşenleri ile karıştırılmamalıdır. Denklem 4.33 ve 4.34’teki eşitliklerin zamana göre türevi alınır aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\frac{d\bar{\psi}_{a\alpha}^{-d}}{dt} + L_q \frac{di_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (4.35)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_{a\beta}^{-d}}{dt} + L_q \frac{di_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \quad (4.36)$$

Denklem 4.35 ve 4.36’dan akım bileşenlerinin zamana göre türev ifadeleri çekilir ve aşağıdaki gibidir.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{V_{s\alpha}}{L_q} - \frac{R_s i_{s\alpha}}{L_q} - \frac{1}{L_q} \frac{d\bar{\psi}_{a\alpha}^{-d}}{dt} \quad (4.37)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{V_{s\beta}}{L_q} - \frac{R_s i_{s\beta}}{L_q} - \frac{1}{L_q} \frac{d\bar{\psi}_{a\beta}^d}{dt} \quad (4.38)$$

Aktif akı bileşenlerine ait zaman göre türev ifadeleri ise vektörel analiz kullanılarak yaklaşım yapılmaktadır. Sinusoidal ve cosinusoidal olan iki vektör bileşeni Clarke eksen takımında aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\bar{\psi}_{a\alpha}^d = \left| \bar{\psi}_a^d \right| \cos(\theta_{re}) \quad (4.39)$$

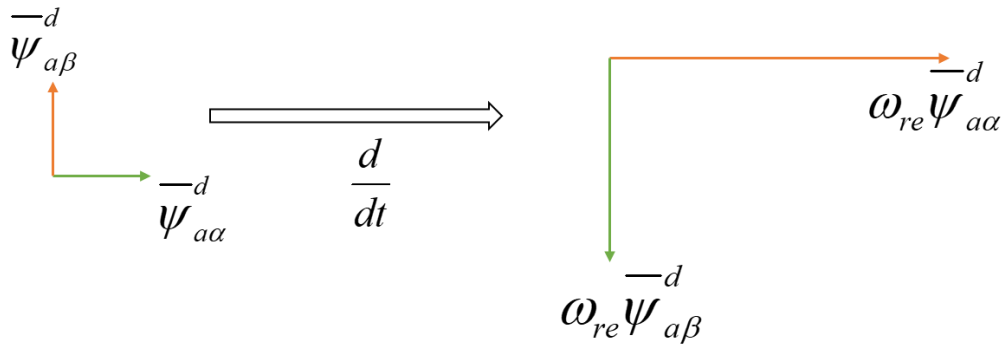
$$\bar{\psi}_{a\beta}^d = \left| \bar{\psi}_a^d \right| \sin(\theta_{re}) \quad (4.40)$$

Denklem 4.39 ve 4.40 zamana göre türevi alınır ise birbirleri cinsinden ifade edilebilmektedir.

$$\frac{d\bar{\psi}_{a\alpha}^d}{dt} = -\frac{d\theta_{re}}{dt} \underbrace{\left| \bar{\psi}_a^d \right| \sin(\theta_{re})}_{\bar{\psi}_{a\beta}^d} = -\omega_{re} \bar{\psi}_{a\beta}^d \quad (4.41)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_{a\beta}^d}{dt} = \frac{d\theta_{re}}{dt} \underbrace{\left| \bar{\psi}_a^d \right| \cos(\theta_{re})}_{\bar{\psi}_{a\alpha}^d} = \omega_{re} \bar{\psi}_{a\alpha}^d \quad (4.42)$$

Yukarıdaki denklemlerde aktif akı bileşenlerinin zamana göre türev ifadeleri mevcut durum değişkenleri ile elde edilmiştir. Şekil 4.7’de vektörlerin zamana göre türevin gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.7: Aktif akı vektör bileşenlerinin türev ifadelerine yaklaşımı.

Denklem 4.37-4.38 ve 4.41-4.42’deki eşitliklere göre mevcut durum değişkenleri için durum uzay matrisleri yazılabilir.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_q} & 0 & 0 & \frac{\omega_{re}}{L_q} \\ 0 & \frac{-R_s}{L_q} & \frac{-\omega_{re}}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{re} \\ 0 & 0 & \omega_{re} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$D = [0] \quad (4.46)$$

Aktif akı gözlemcisi için durum uzay denklemlerinde sabit olarak kabul edilen rotor açısız hızı ω_{re} , EKF'den tahmin edilmektedir. Rotor açısız pozisyonu ise UKF ile tahmin edilen aktif akı vektör bileşenlerinden denklem 4.3'teki gibi hesaplanmaktadır.

4.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Rotor Açısız Hızı ve Yük Torku Tahmini

Daha önce bahsedilen doğrusal olmayan sistemler için gözlemcilerin uyarlanması yöntem doğrusallaştırılmasıdır. EKF bu işlemi Taylor serisini kullanarak yapmaktadır. EKF durum uzay denklemlerine ek olarak aynı UKF'deki gibi model gürültüsü ve ölçüm gürültüsü de eklenir. Durum uzay matrisleri doğrusal olmadığı için ayrık zamandaki her bir adımda sistem matrisleri değişiklik olmaktadır. EKF uygulamasında Jacobian ve Heissan matrisleri işlem basamaklarına girmektedir. Bu matrisler mevcut doğrusal olmayan durum uzay matrislerinin doğrusallaştırma işlemi sonucudur. Ayrık zaman ifadeleri ile A, B ve C matrisleri ile durum uzay denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$A_d = I + AT_s \quad (4.47)$$

$$B_d = BT_s \quad (4.48)$$

$$C_d = C \quad (4.49)$$

Denklem 4.47'de I birim matrisi, T_s ise örnekleme zamanını temsil etmektedir. Ayrık zaman durum uzay denklemleri ise;

$$x_{(k+1)} = A_d x_{(k)} + B_d u_{(k)} \quad (4.50)$$

$$y_{(k)} = C_d x_{(k)} \quad (4.51)$$

EKF'de de UKF'deki gibi öncelikle zaman güncellemesi ile durum değişkenlerinin birincil tahmini ve kovaryans matrisi tahmini yapılır. Bu tahminler, algoritma başlangıcında belirlenen başlangıç değerleri ile yapılır. Zaman güncellemesi, doğrusallaştırılmış yapılmış denklem takımıyla yapılmalıdır.

$$F_k = \frac{d}{dx_k} A_d x_{(k-1)} + B_d u_{(k-1)} \quad (4.52)$$

F matrisi, durum değişkenlerinin Taylor serisine göre ilk terimin kullanılarak doğrusallaştırma işleminin yapıldığı matristir. F matrisi de elde edildiğine göre artık zaman güncellemesi denklemleri yazılabilir.

$$x_{(k+1)}^- = F_d x_{(k)} + w_k \quad (4.53)$$

$$P_{(k+1)}^- = F_d P_{(k)} F_d^T + Q_{(k)} \quad (4.54)$$

$$y_{(k)}^- = H_d x_{(k+1)}^- + v_k \quad (4.55)$$

Yukarıdaki denklemlerde w_k durum değişkenine ait model gürültüsünü ve $Q_{(k)}$ matrisi ise model gürültü matrisini temsil etmektedir. Zaman güncellemesinde bulunan değerler üstünde çizgi indisleri bulunmaktadır.

Ölçüm güncellemesi ile Kalman kazancı hesaplanır.

$$K_{(k+1)} = P_{(k+1)}^- H_d^T (H_d P_{(k+1)}^- H_d^T + R_{(k)}) \quad (4.56)$$

Denklem 4.55 ve 4.56'da bahsedilen v_k ölçüm gürültüsünü ve $R_{(k)}$ matrisi ise ölçüm gürültü matrisini temsil etmektedir. Hesaplanan Kalman kazancı ile durum değişkenlerinin ve kovaryans matrisinin tahminlerine nihai hesaplaması yapılabilir.

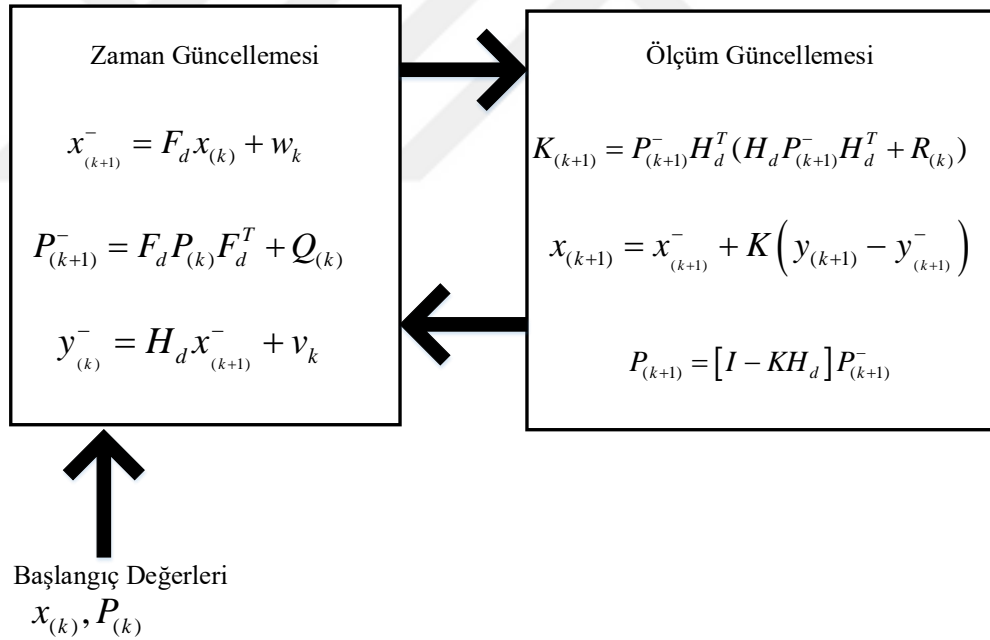
$$x_{(k+1)} = x_{(k+1)}^- + K \left(y_{(k+1)} - y_{(k+1)}^- \right) \quad (4.57)$$

$$P_{(k+1)} = [I - KH_d] P_{(k+1)}^- \quad (4.58)$$

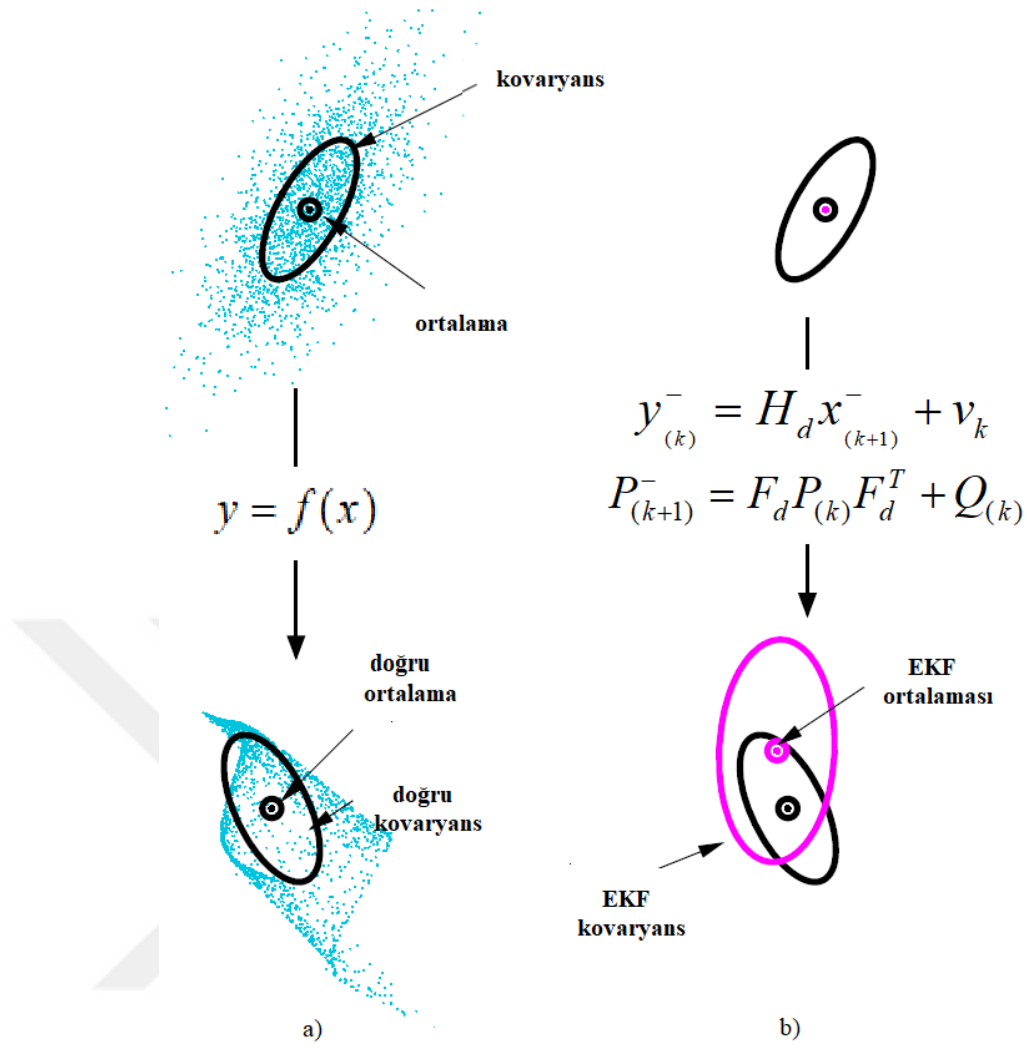
Ölçüm güncellemesi adımlarında, zaman güncellemesi adımlarında tahmin edilen ilk durum değişken ve hata kovaryans matrisinin Kalman kazancına göre güncellemesi yapılmaktadır. Ölçüm değerleri ise denklem 4.57’de $y_{(k+1)}$ ile gösterilmektedir.

Ölçüm ve zaman güncellemesi ile tüm adımlar tamamlanarak bulunan durum değişkenleri ve hata kovaryans matrisi bir sonraki ayırık zaman diliminde başlangıç değerleri olarak kullanılarak döngü devam etmektedir. Şekil 4.8’de EKF’ye ait algoritma gösterilmiştir.

Daha önce gösterilen UKF’de kullanılan UT dönüşümüne ait yaklaşım görseli, EKF’de kullanılan doğrusallaştırma işlemine ait yaklaşım modelinin de görseli Şekil 4.9’da verilmiştir. Buradaki şekilden de anlaşılacağı üzere UT daha doğru sonuçlar vermektedir. Fakat daha hızlı sonuç verdiği için EKF kullanılmıştır. UKF ile EKF ile arasındaki bazı parametrelerinin karşılaştırılması tablosu Çizelge 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.8: EKF algoritması [73].



Şekil 4.9: EKF'nin 2 boyutlu sistemde performans gösterimi[70].

EKF'nin uygulandığı durum uzay denklemleri tezin 2. bölümünün sonunda belirtilmiştir. EKF algoritması d-q eksenli SynRM matematiksel modeline uygulanarak rotor açısal hızı ve yük torku tahmini yapılmıştır.

Çizelge 4.1 : UKF ve EKF karşılaştırılmalı analizi.

Parametre\Yöntem	EKF	UKF
İşlem biçimi	Doğrusallaştırarak	Kokusuz dönüşüm
Doğruluk	İyi	Daha iyi
Jacobian Matrisi	Gerekli	Gerekli değil
İşlem Hızı	Daha hızlı	Hızlı

EKF'deki doğrusallaştırma yönteminin SynRM denklemlerine uygulanması ile matematiksel ifadeler aşağıdaki gibidir.

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_d} & \frac{T_s p \omega_r L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -\frac{T_s p \omega_r L_d}{L_d} & 1 - \frac{T_s R_s}{L_q} & 0 & 0 \\ \frac{3T_s p I_{sq} (L_d - L_q)}{2J_r} & 0 & 1 & -\frac{T_s}{J_r} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

$$C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

EKF algoritmasında doğrusallaştırma için denklem 4.52'deki işlem SynRM matematiksel modeline uygulanarak denklem 4.62'deki eşitlik elde edilir.

$$F_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_d} & \frac{T_s p \omega_r L_q}{L_d} & \frac{T_s p i_{sq} L_q}{L_d} & 0 \\ -\frac{T_s p \omega_r L_d}{L_d} & 1 - \frac{T_s R_s}{L_q} & -\frac{T_s p i_{sd} L_d}{L_d} & 0 \\ \frac{3T_s p i_{sq} (L_d - L_q)}{2J_r} & \frac{3T_s p i_{sd} (L_d - L_q)}{2J_r} & 1 & -\frac{T_s}{J_r} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

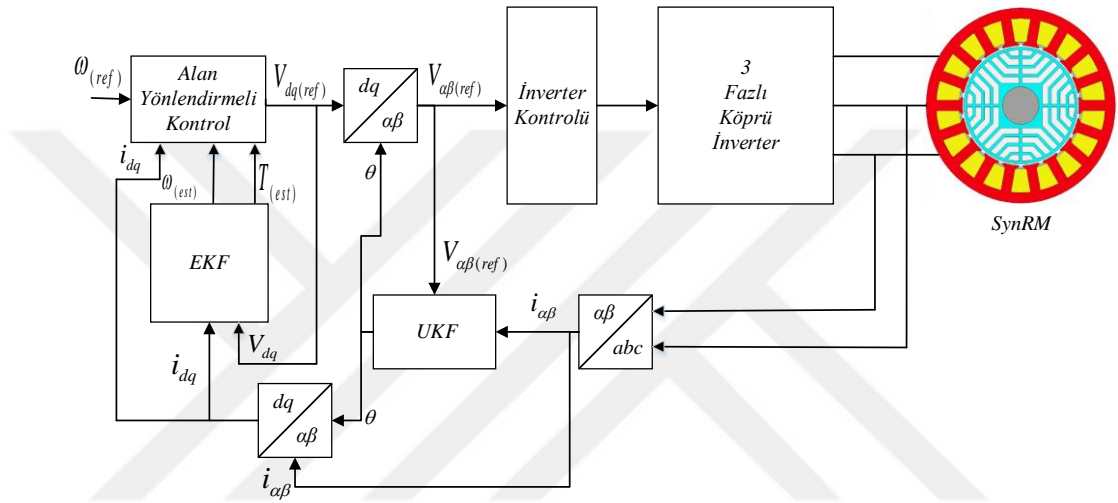
$$H_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

C_d matrisinde herhangi bir doğrusal olmayan bileşen olmadığı için H_d matrisi ile birbirine eşittir.

Şekil 4.5'te gösterilen rotor açısai pozisyonu, hızı ve yük torku değerleri UKF ve EKF birlikte kullanılarak tahminler yapılmıştır.

5. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLAR

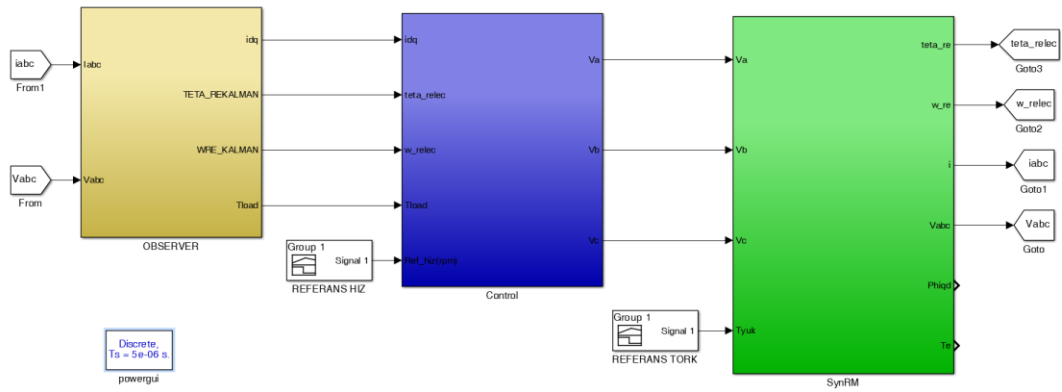
Deneysel çalışmalardan önce UKF ve EKF'li gözlemcileri daha iyi kavramak ve SynRM üzerinde akım, gerilim ve durum tahminleri konusunda bilgi sahibi olmak ve algoritmada iyileştirme yapabilmek için öncelikle benzetim çalışmaları yapılmıştır. Tüm çalışmaya ait blok diyagramı Şekil 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1: Sistemin genel blok diyagramı.

5.1 Benzetim Çalışmaları

Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink'te gerçekleştirilmiştir. Şekil 5.2'de benzetim çalışmasının genel blok diyagramı verilmiştir.



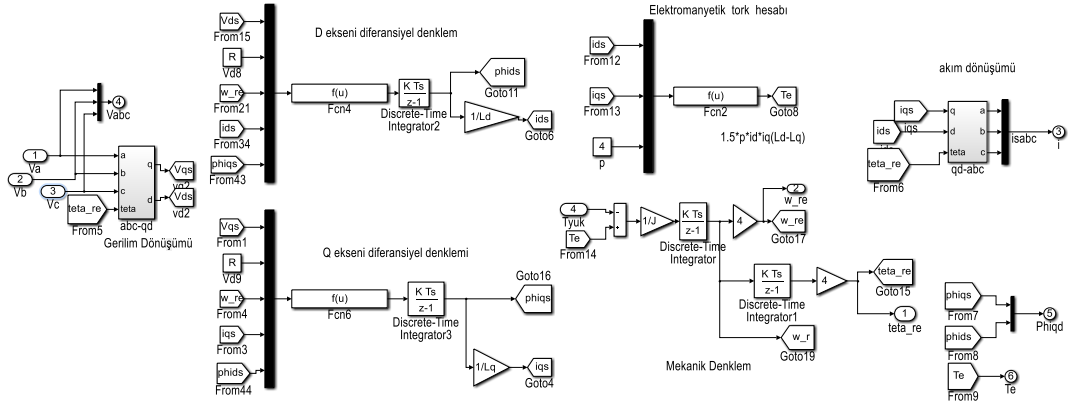
Şekil 5.2: Sistemin genel Simulink benzetim çalışması.

Öncelikle Şekil 5.2’de yeşil renkli arka plana sahip blok olan SynRM matematiksel modeli programda oluşturulmuştur. Tüm model d-q eksen takımı üzerinde Bölüm 2’de bahsedilen Denklemler üzerinden oluşturulmuştur. Benzetim çalışmasında SynRM’ye verilecek elektriksel enerji durağan eksen takımında 3 fazlı köprü inverter yapısı ile verilecektir. Bu durumda motora ait model dönen(d-q) eksen takımında olduğu için sargılardan verilen gerilim vektörlerine rotor açısal pozisyonuna göre Park dönüşümü yapılmıştır. Daha sonra d-q eksen takımları için akım denklemleri ile elektriksel modeli oluşturulmuştur. Mekanik modeli ise yük torku denklemi ve elektromanyetik tork denklemi ile tamamlanmıştır. Park ekseninde elde edilen akımlar ters Park dönüşümü ile durağan eksenindeki akımlara dönüştürülmüştür. SynRM modelinde tüm eksen dönüşümleri rotor açısal pozisyonuna göre yapılmıştır. Bahsedilen SynRM modeli Şekil 5.3’te gösterilmiştir. Benzetim ve deneysel çalışmalarında ABB firmasına ait olan 3GAL092006-ASB kodlu SynRM kullanılmıştır. Çalışmalardaki motora ait parametreler Çizelge 5.1’de verilmiştir.

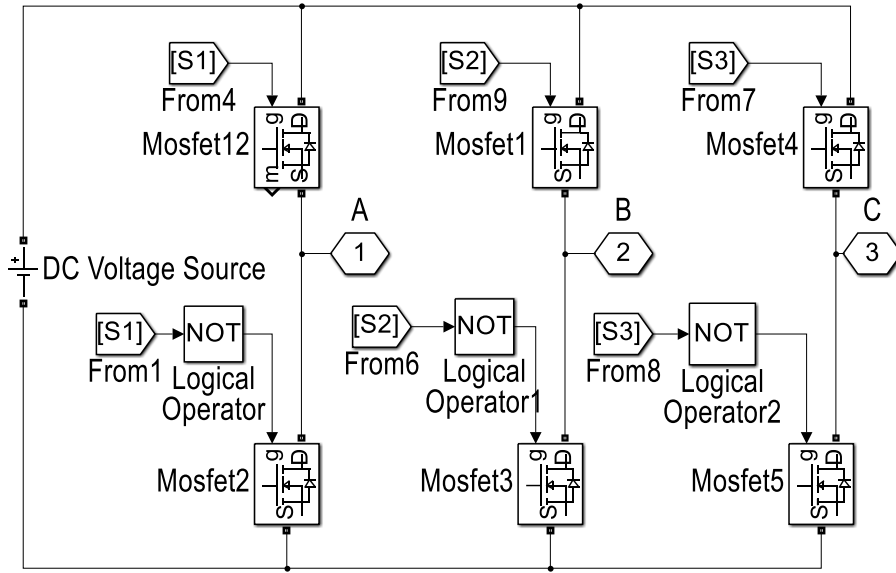
Çizelge 5.1: SynRM parametre Çizelgesi

Sembol	SynRM Parametreleri		
	Parametre	Değer	Birim
P	Çıkış gücü	1.1	kW
n	Rotor hızı	1500	d/d
Vn	Anma gerilimi(Faz-Faz)	380	V
In	Anma akımı	2.9	A
Ld	D eksen endüktansı	0.237	H
Lq	Q eksen endüktansı	0.119	H
Rs	Stator faz direnci	6	Ω
f	Frekans	50	Hz
η	Verim	%81.4	
p	Kutup sayısı	4	

Şekil 5.2’de mavi arka plana sahip blok ise kontrol bloğudur. Motor kontrolünde 3 fazlı köprü inverter devresi kullanılmıştır. Devrenin benzetim modeli Şekil 5.4’te verilmiştir. Köprü inverter anahtarlama kontrolünde sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) yöntemi uygulanmaktadır. SPWM yöntemi ile kare dalga inverter yapılarına göre daha az harmonik bileşen üretilerek motora verilen akım ve gerilimdeki aktif güç oranını artırmaya çalışılmıştır.



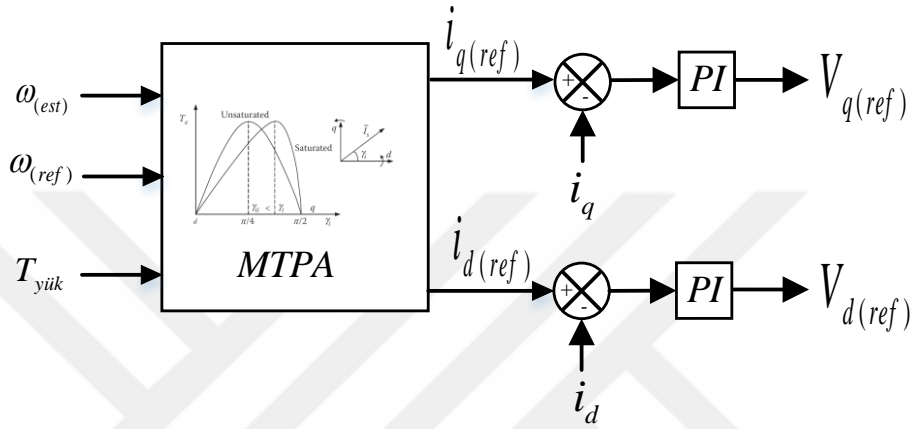
Şekil 5.3: SynRM Simulink benzetim modeli.



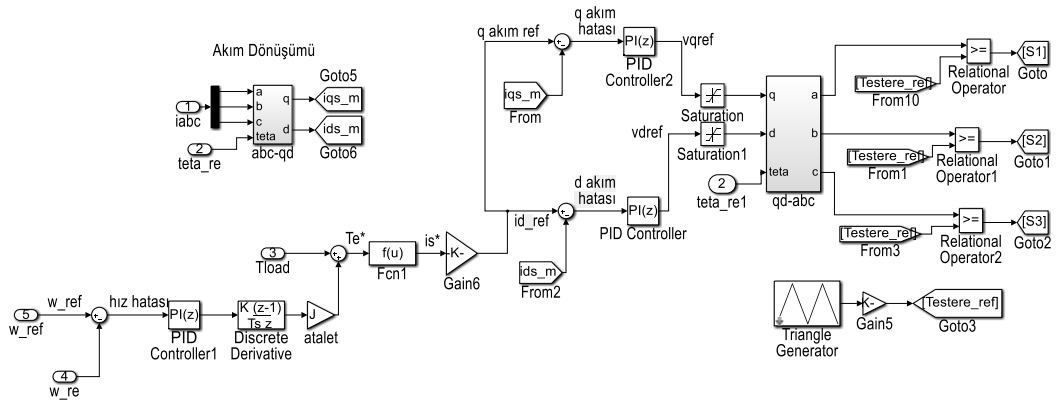
Şekil 5.4: 3 fazlı köprü inverter Simulink benzetim modeli.

Bölüm 2’de bahsedilen kontrol yöntemlerinde MTPA algoritması benzetim çalışması yapılmıştır. Kontrol bloklarında ilk olarak gözlemci bloklarından gelen rotor açısız pozisyonu ile akım değerlerine eksen dönüşümü uygulanarak d-q eksen takımındaki değerleri elde edilmiştir. Gözlemcilerde tahmin edilen diğer parametre yük torku değeri için üretilmesi gereken elektromanyetik tork hesaplanmalıdır. Bu hesaplamada mekanik denklemden faydalanılacaktır. Mekanik denklemde yük torku, rotor atalet momenti ve rotor açısız hızın zamana göre değişiminden oluşmaktadır. Gözlemcilerde tahmin edilen diğer parametre rotor açısız hızı da kontrol algoritmasında kullanılmaktadır. Gerekli elektromanyetik tork hesaplandıktan sonra bu torku elde etmek için gerekli d-q stator akımları hesaplanmaktadır. Bu hesaplanan akım değerleri referans değerlerdir. Ölçüm yapılan akım değerlerinde geri besleme alınarak PI kontrol

uygulanarak d-q eksenleri referans stator gerilim değerleri elde edilir. Bu referans gerilim değerlerine ters Park dönüşümü uygulanarak abc eksen takımındaki referans değerleri hesaplanır. ABC eksen takımındaki bu referans değerler SPWM algoritması uygulanarak 3 fazlı köprü inverter anahtarlama yapıları. Bu şekilde SynRM'ye MTPA kontrol algoritması benzetim çalışması uygulanır. Bahsedilen kontrol basamaklarına ait blok diyagramı Şekil 5.5'te verilmiştir. Simulink benzetim çalışmasına ait modeli ise Şekil 5.6'da verilmiştir.

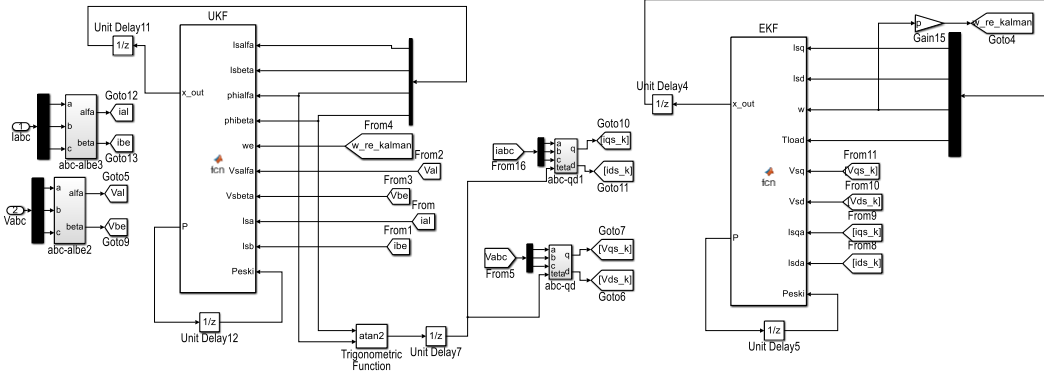


Şekil 5.5: MTPA kontrol algoritması blok diyagramı.



Şekil 5.6: MTPA kontrol algoritması Simulink benzetim modeli.

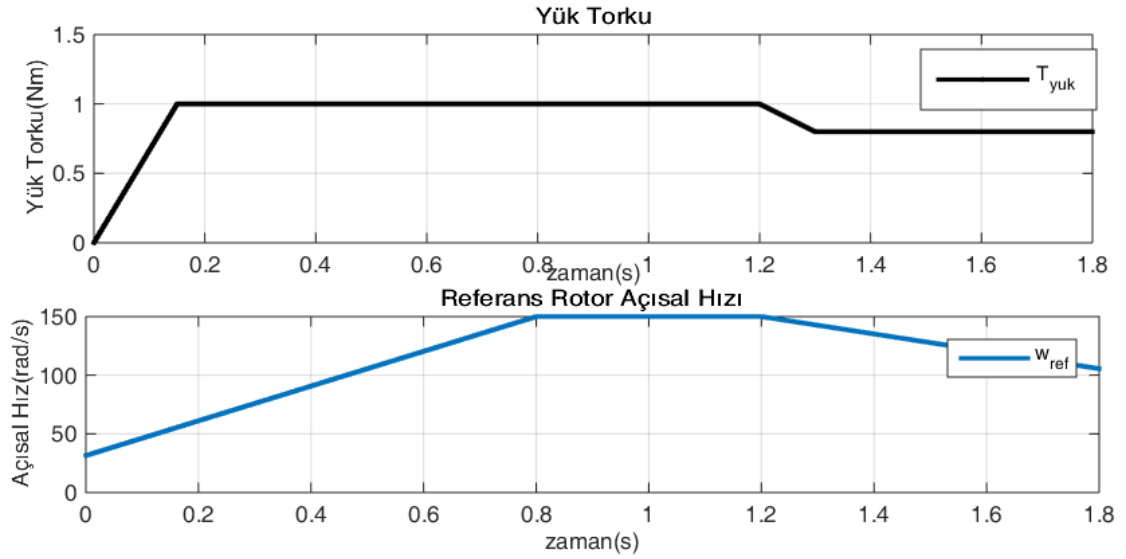
Burada MTPA algoritması ile gerekli yüke aktarılan torku en az akım değerleri ile kontrol edilmiştir. Diğer bir kontrol edilen parametre ise rotor açısal hızıdır. Rotor açısal hızında d eksenini akımı sabit bir değer tutularak q eksenini akımı hız parametresi ile kontrol edilmektedir. Sabit referans d eksenini akım değeri ile ölçülen d eksenini akımı PI kontrol yöntemi uygulanarak d eksenini stator gerilim referansı elde edilir. Hız kontrolünde ise rotor açısal hızı referansı ile tahmin edilen hız değerlerine PI kontrol



Şekil 5.8: Gözlemci bloğunun detaylı Simulink benzetim modeli.

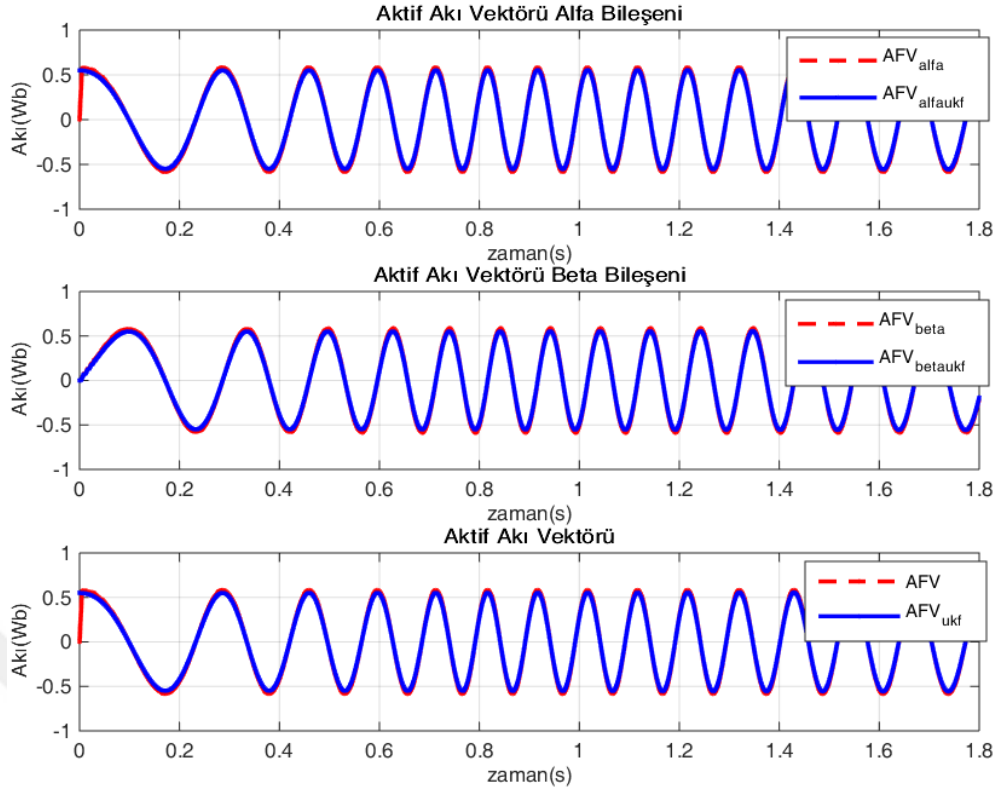
5.1.1 Hız kontrol algoritması benzetim sonuçları

Sensörsüz kontrol benzetimi 1.8 saniye boyunca çalıştırılmıştır. Yük ve referans hız olarak Şekil 5.9'daki gibi rampa bir yük verilmiştir. Bu referans değerleri için UKF'deki tahmin edilen aktif akı vektörü ve bileşenleri ile gerçek aktif akı vektörü ve bileşenlerinin dalga şekilleri Şekil 5.10'da verilmiştir.

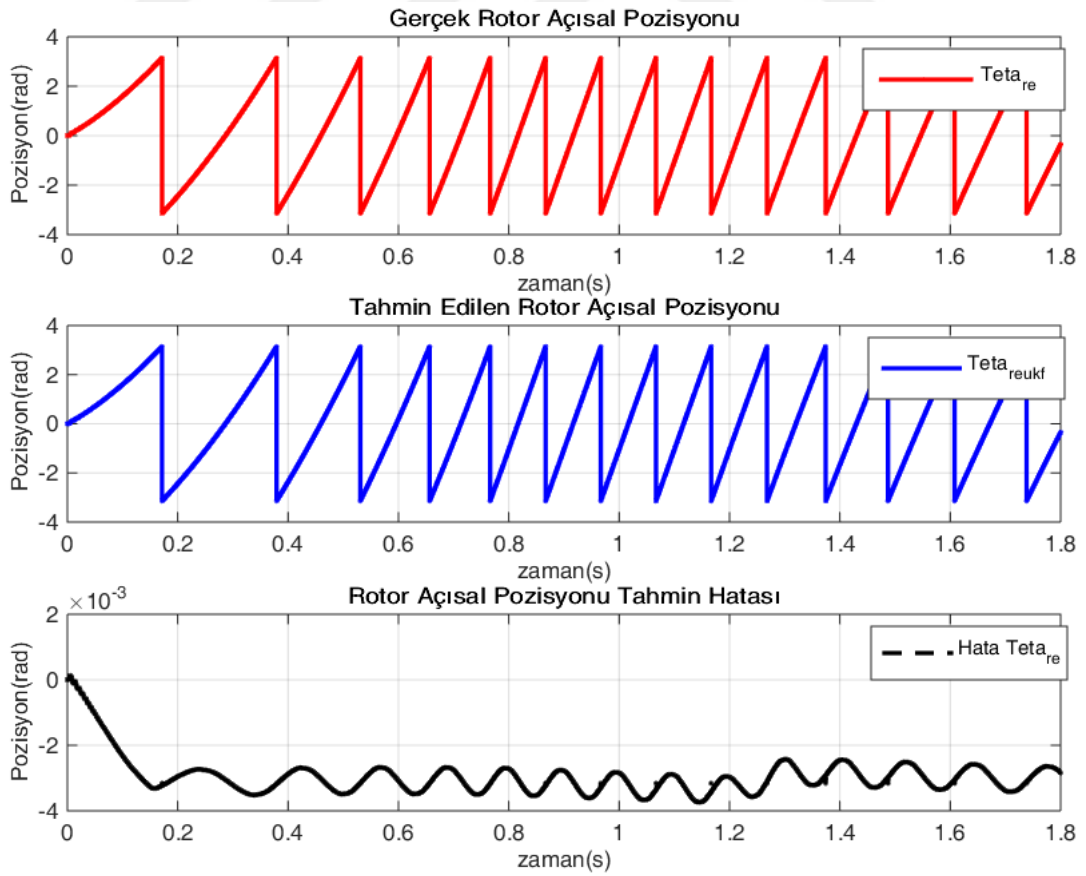


Şekil 5.9: Yük ve referans hız dalga şekilleri.

Şekil 5.10'dan da anlaşılacağı üzere gerçek aktif akı vektörü ile önerilen yöntemle herhangi bir integrator ve PLL bloğu kullanmadan UKF sayesinde aktif akı vektörü doğru tahmin edilmiştir. Bu doğru tahmin sayesinde rotor açısal pozisyon tahmininde mümkün olduğu kadar az hata ile tahmin etmemizi sağlamaktadır. Şekil 5.11'de ise gerçek rotor açısal pozisyonu, önerilen UKF ile tahmin edilen rotor açısal pozisyonu ve bu iki değer arasındaki hata payı gösterilmiştir.



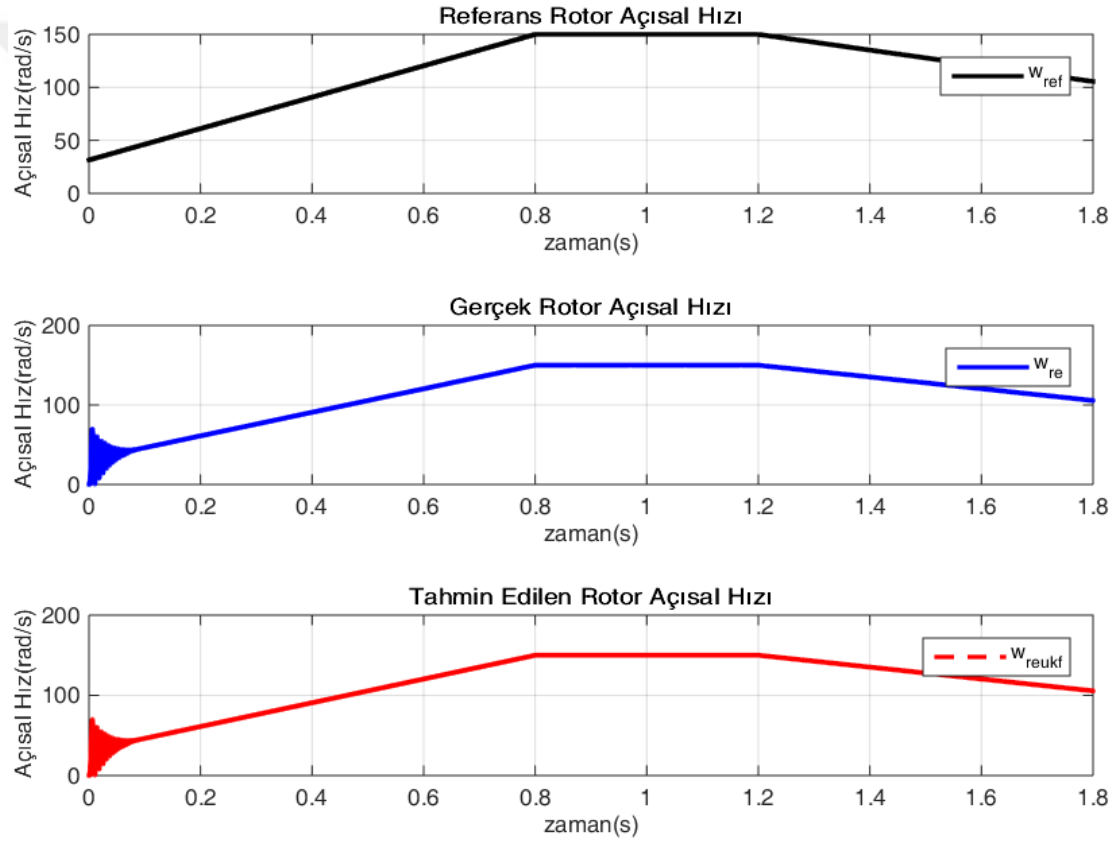
Şekil 5.10: Tahmin edilen aktif akı vektörü ve gerçek aktif akı vektörü.



Şekil 5.11: Tahmin edilen ve gerçek rotor açısal pozisyonu.

Gözlemci başlangıç koşulları olarak rotor açısal pozisyonuna sıfır girilmiştir. SynRM başlangıç koşulu olarak sıfır rotor konumunda başlatılmıştır. Başlangıçta hata payı bu yüzden sıfırdır. Sistem kararlı hâle geçtikten sonra yaklaşık olarak -3×10^{-3} radyan bandında bir hata payı bulunmaktadır.

Yapılan hız kontrolünde alan yönlendirmeli kontrol yöntemi kullanıldığı için tahmin edilen rotor açısal pozisyonu değeri eksen takımı değişikliği için çok önemli ve gereklidir. Çünkü hatalı açısal pozisyona göre eksen dönüşümü yapılırsa kontrol edilen akım ve gerilim referans değerleri yanlış hesaplanır ve motor yanlış sürülerek çok kötü bir performans sergilenir. Referans rotor açısal hızı, tahmin edilen rotor açısal hızı ve gerçek rotor açısal hızı Şekil 5.12’de verilmiştir.

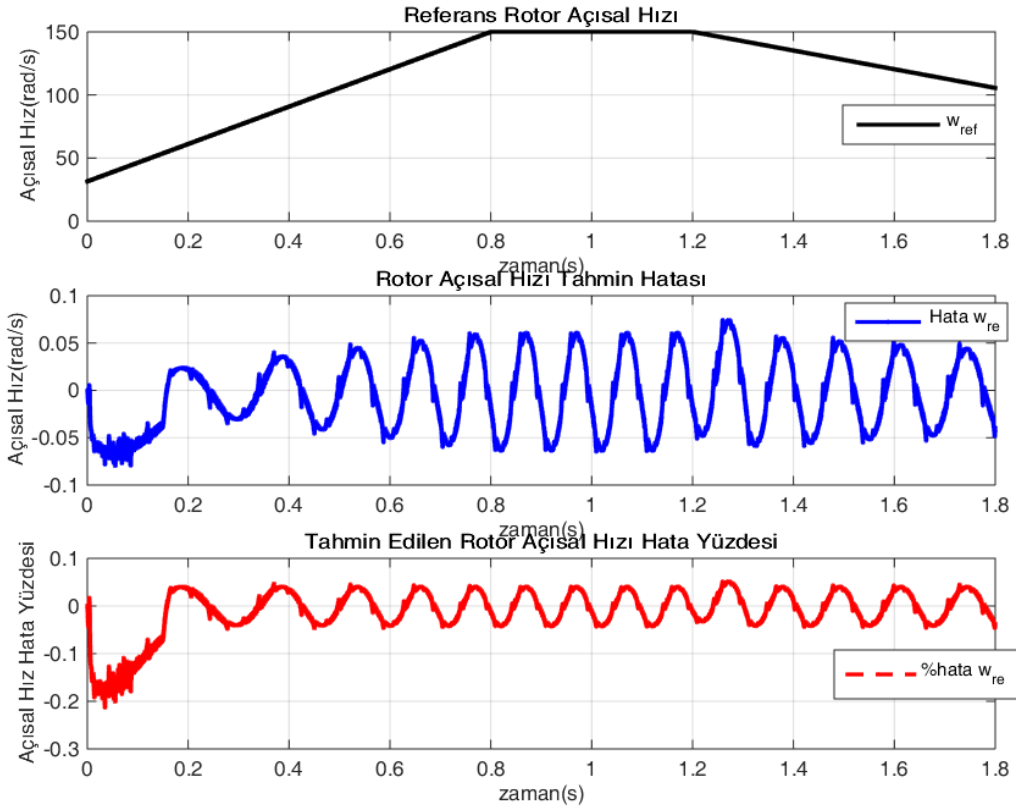


Şekil 5.12: Referans, gerçek ve tahmin edilen rotor açısal hızı dalga şekilleri.

Yukarıdaki şekilde hız kontrolü sonucunda oluşan dalga şekilleri verilmiştir. Yapılan hız tahmini EKF ile yapılmıştır. Gerçek hız ile tahmin edilen hız arasındaki fark ise Şekil 5.13’te verilmiştir. Anlık hız değerine göre yüzde hata payı da verilmiştir.

Gözlemci benzetim çalışması başlangıcında %0.2’lik hız hatası yapmaktadır. Bunun sebebi başlangıçta verilen referans hız değerine ulaşmamasından kaynaklıdır. Verilen

hız referans değerine göre yapılan yüzde hata payı kararlı durumda %0.05'lik bir hata payına sahiptir. Verilen hız referans hız değerinde sistem 0.2 saniyede sistem kalıcı hâle geçmiştir.



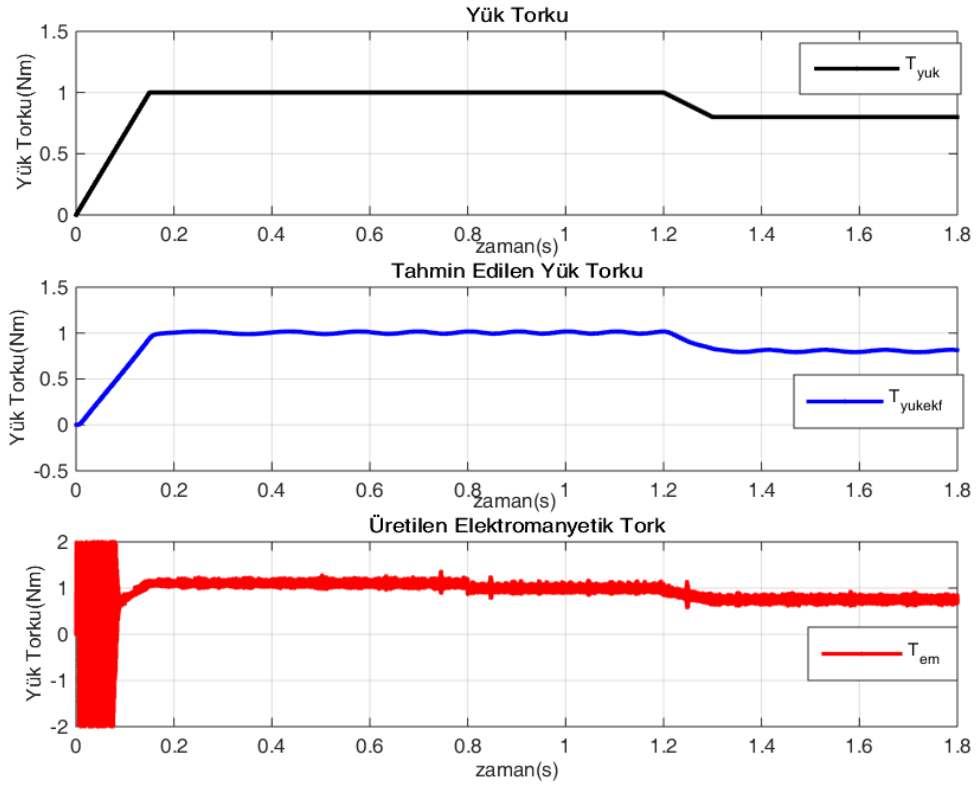
Şekil 5.13: Referans, tahmin hatası ve hata yüzdesi rotor hızı dalga şekilleri.

Alan yönlendirmeli kontrol ile verilen yük değerleri için dalga şekilleri incelenecektir. Gerçek yük torku, EKF ile tahmin edilen yük torku ve üretilen elektromanyetik tork grafikleri Şekil 5.14'te verilmiştir. Yapılan tork tahminine ait hata analizi yapılmıştır. Şekil 5.15'te ise yük torku, tahmin hatası yük torku ve yük torkuna göre tahmin yüzdesi dalga formları verilmiştir.

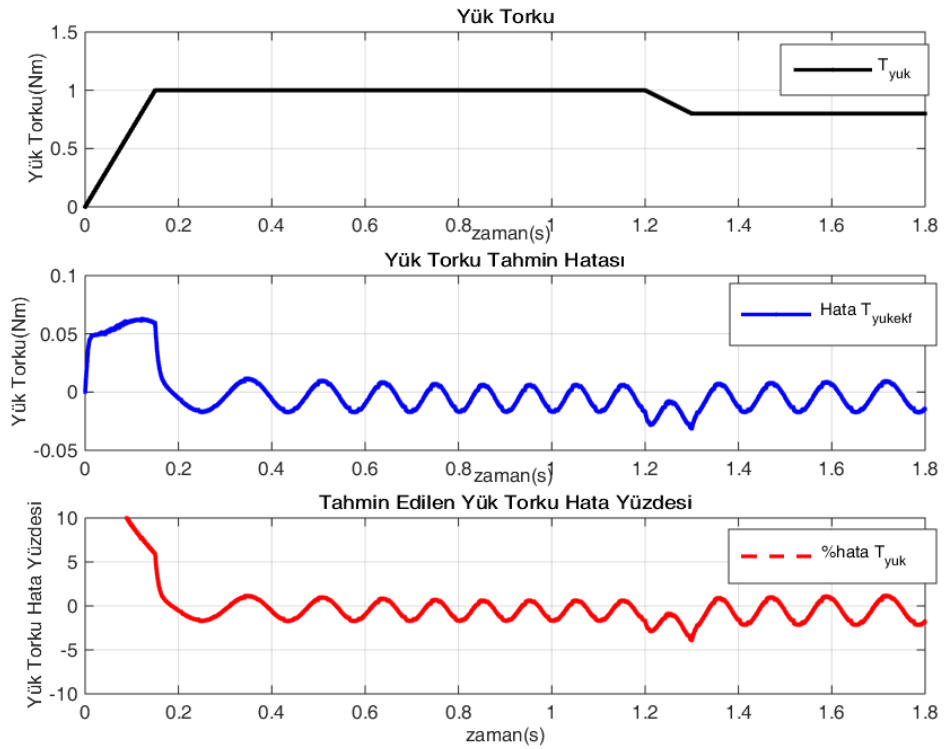
Şekil 5.14'te son grafikte bahsedilen elektromanyetik tork grafiğindeki yüksek frekanslı bileşenlerin sebebi rotor ataletinin ve rotor açısal hızının zaman bağlı değişiminin etkisinden kaynaklıdır.

Şekil 5.15'te verilen hata payı yüzdesi yük torkunun zaman göre değişiminin sıfır kabul edildiği dinamik denklemlerde hata payı yüzdesi maksimum %1-2 bandına çıkmaktadır. Başlangıçta verilen rampa yük için, bu yük torkunun zaman göre değişimi sıfır olmadığı için başlangıçtaki hata payı yüksek çıkmıştır. Bu zamana göre değişimin

sıfır olduğu 0.2-1.2 saniye zaman aralığında yük torkunun tahmin hatası minimum seviyelerdedir.

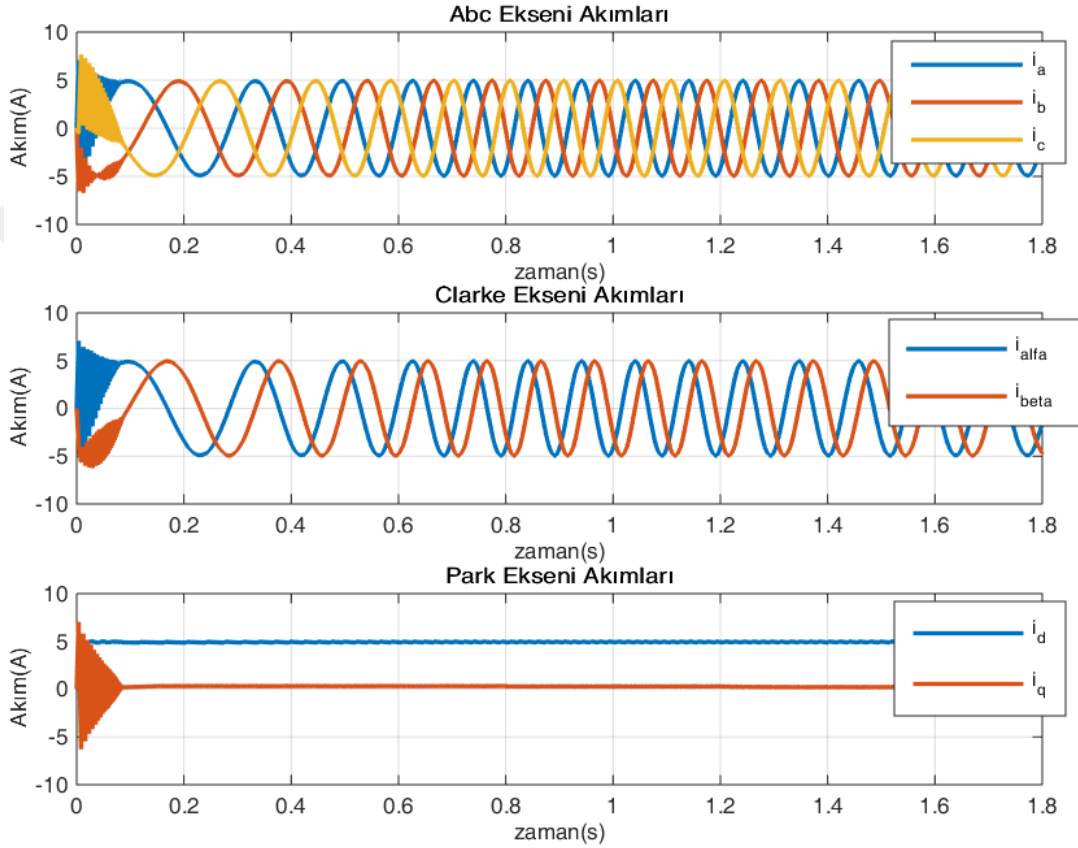


Şekil 5.14: Yük torku, tahmin edilen yük torku ve üretilen tork dalga şekilleri.



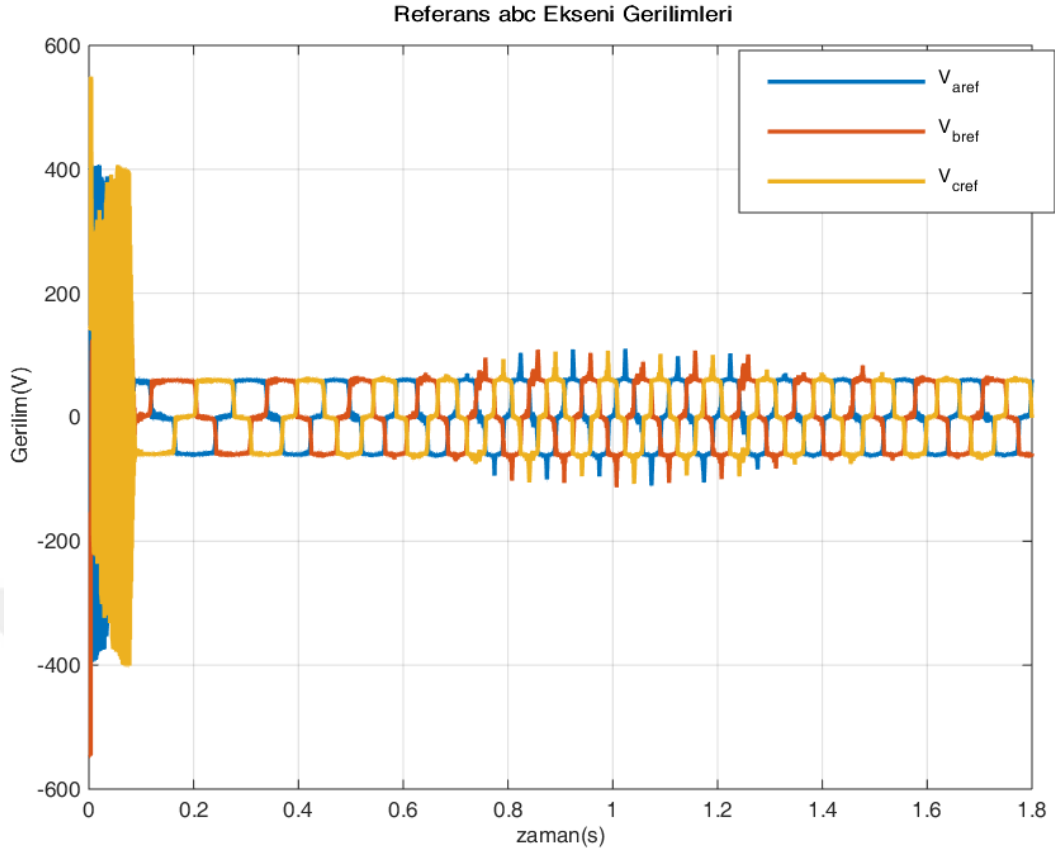
Şekil 5.15: Verilen, tahmin hatası ve tahmin hata yüzdesi yük torku dalga şekilleri.

Gözlemci bloklarında tahmin edilen aktif akı vektörü, rotor açısai pozisyonu, rotor açısai hızı ve yük torkuna ait tahmin performanslarına ilişkin değerlerin grafikler ile birlikte analizi yapılmıştır. Bunlara ek olarak SynRM akım grafikleri Şekil 5.16'da verilmiştir. İlgili şekilde abc eksenii, Clarke eksenii ve Park eksenii akım dalga şekillerii gösterilmiştir. D-q eksenii akımları kontrol edilmiştir. Q eksenii akımı verilen hız referansı ile benzer dalga formunu göstermektedir. D eksenii akımı ise sabit bir değerde tutularak benzetim çalışması yapılmıştır.



Şekil 5.16: SynRM eksenlere göre akım dalga şekillerii.

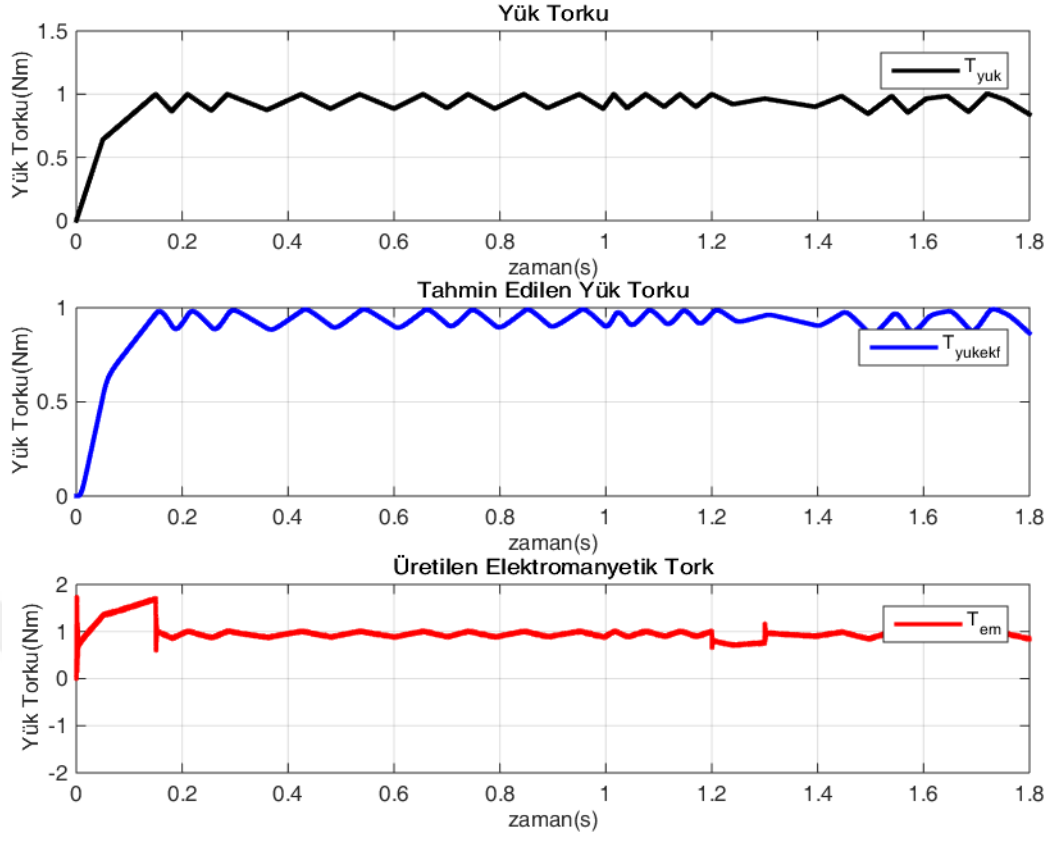
Motor sargılarından verilen gerilim dalga şekli Şekil 5.17'de verilmiştir. 20kHz çift yönlü testere dişi sinyal ile kontrol bloklarında çıkış olarak alınan referans gerilim değerleri karşılaştırılarak inverter anahtarları için gerekli sinyaller üretilmiştir.



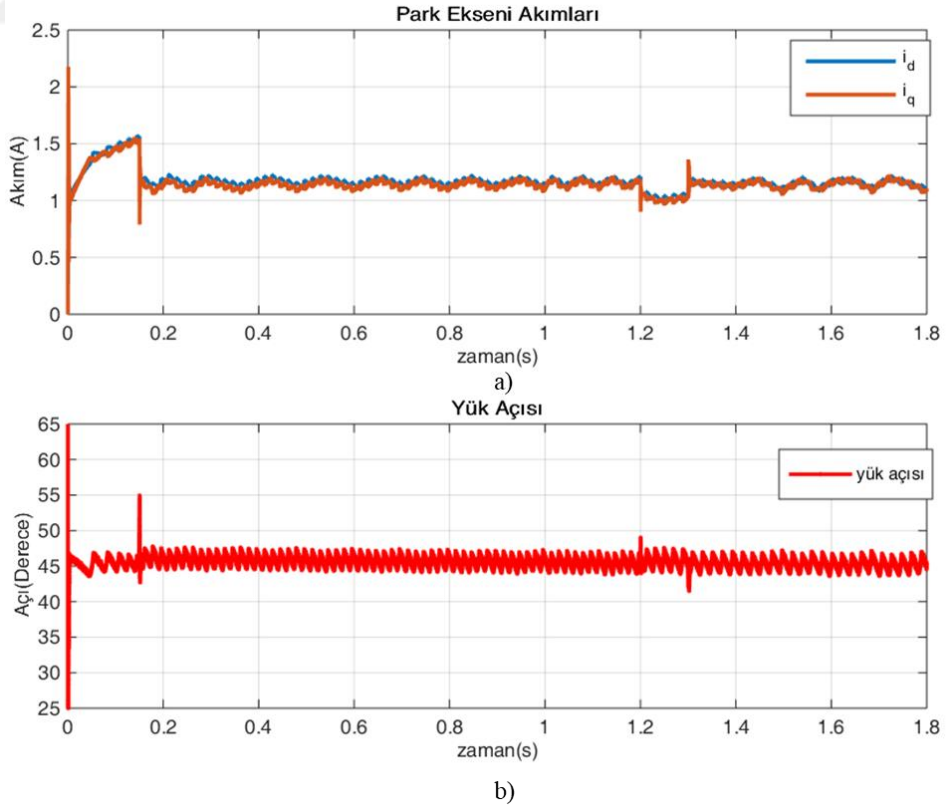
Şekil 5.17: SynRM abc ekseni referans gerilim dalga şekilleri.

5.1.2 MTPA kontrol algoritması benzetim sonuçları

Sensörsüz MTPA kontrolünde d-q akım eksenleri arasındaki açı kontrol edilmektedir. SynRM benzetim boyunca doyum noktasında olmadığı kabul edilmektedir. Dolayısıyla kontrol amacı mümkün oldukça benzetim boyunca yük açısını 45 derece tutmaktır. Şekil 5.18’de verilen yük torku, tahmin edilen yük torku ve üretilen elektromanyetik tork verilmiştir. Başlangıç kısmında rampa olarak verilen yük daha sonra dalgalı ve değişken bir dalga formunda verilmiştir. MTPA algoritması için akım değişimini net görülmesi için değişken dalga formuna sahip yük verilmiştir. Şekil 5.19-a’da ise d ve q ekseni akım dalga şekilleri verilmiştir. Akım dalga formunda da görüleceği üzere yük açısı sürekli olarak 45 derece civarında gezinmektedir. Şekil 5.19-b’de ise yük açısının benzetim boyunca değeri verilmiştir.



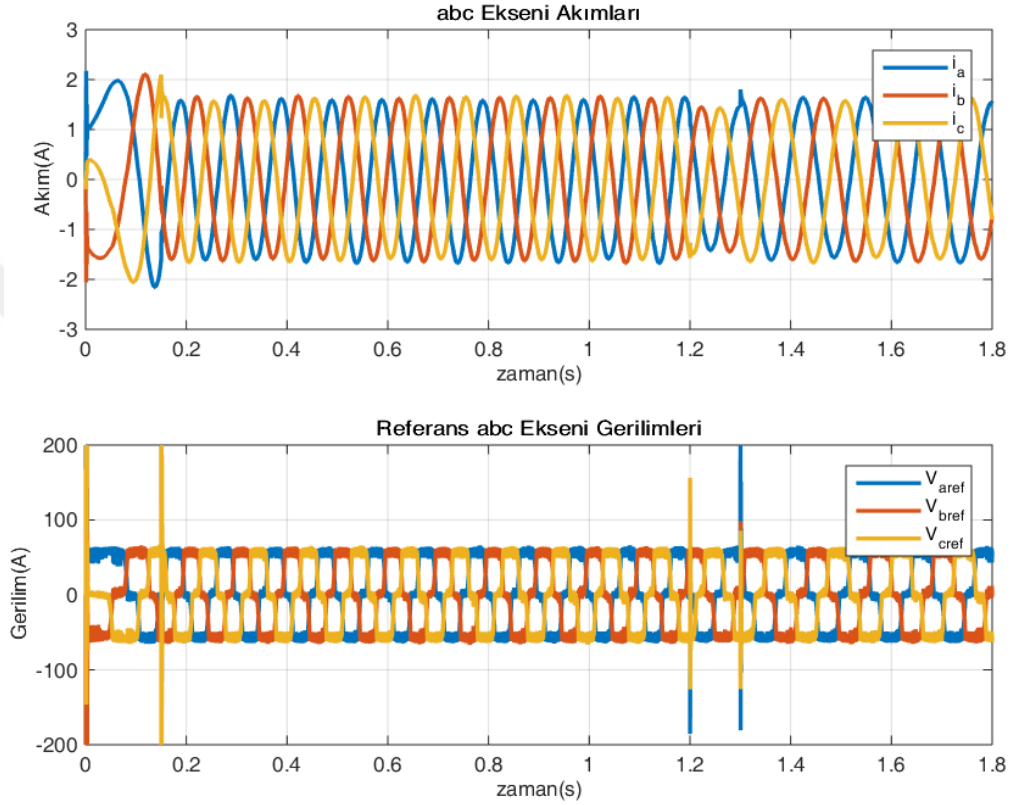
Şekil 5.18: Yük torku, tahmin edilen tork ve üretilen tork şekilleri (MTPA).



Şekil 5.19: Park eksenli akım dalga şekilleri ve yük açısı (MTPA).

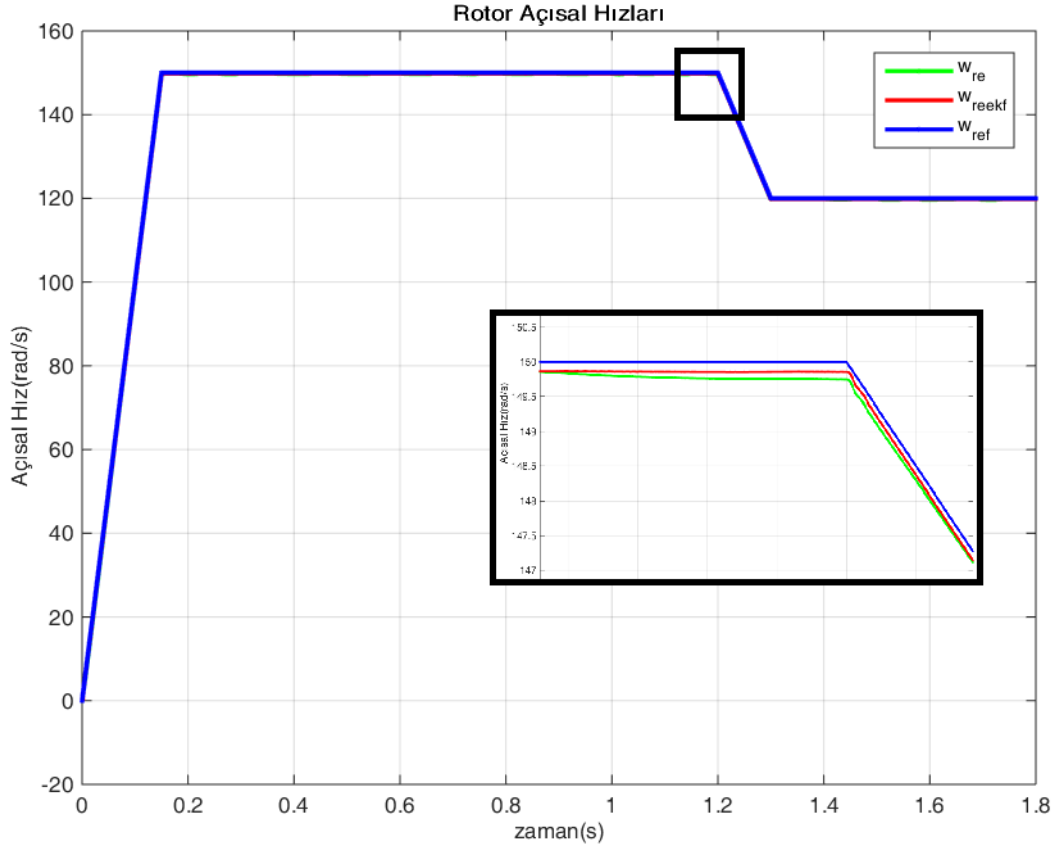
Şekil 5.19'dan da anlaşılacağı üzere MTPA kontrol algoritması için yük açısı istenilen değerde kontrol edilmektedir. Aynı yük değerleri için hız kontrol algoritmasındaki akım vektörünün değeri yaklaşık 5.08 A değerlerindedir. MTPA kontrol algoritmasında ise 1.66 A değerindedir.

MTPA kontrol algoritmasında abc eksenli akım dalga şekilleri ve gerilim dalga şekilleri ise Şekil 5.20'de verilmiştir.



Şekil 5.20: MTPA kontrol benzetiminde abc eksenli akım ve gerilim dalga şekilleri.

Gerilim dalga şeklindeki ayrıca yük torku tahmini ve akım değerlerinde olan anlık pik değerlerin sebebi hız değerlerindeki oynamadır. MTPA ile birlikte yapılan hız kontrolü algoritmasında hız referans değişimi ile kontrol algoritması refleks olarak kendini yineleyerek kalıcı hâle gelmiştir. Fakat bu refleks sürecinde anlık pik değerler üretmiştir. Şekil 5.21'de rotor açısal hızlara ait dalga şekilleri verilmiştir. Hem MTPA hem de hız kontrol algoritması için benzetim sonuçları analiz edilmiştir. Tezde önerilen EKF ile yapılan hız tahmininin diğer yöntemlerden (PLL ve Akı Türevi) daha iyi performans sergilediği olmuştur. Şekil 5.22'de yapılan hız tahmin hatalarının dalga şekilleri verilmiştir.

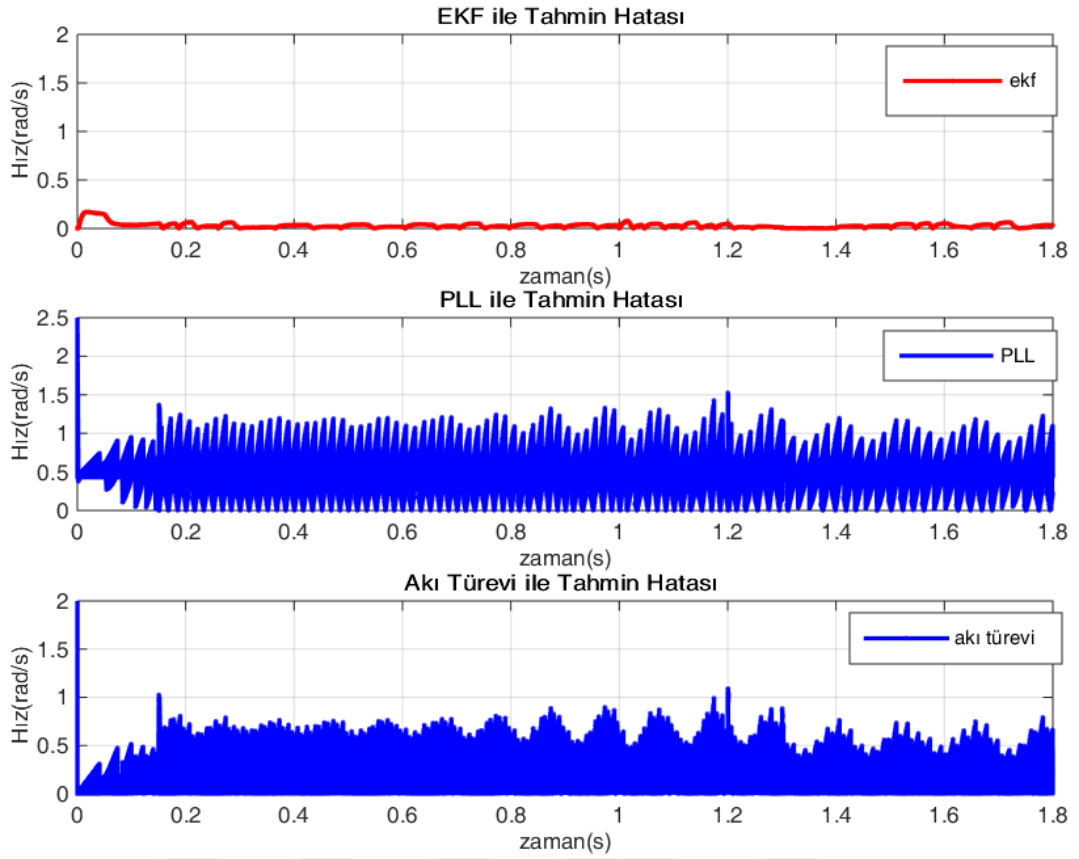


Şekil 5.21: Referans, gerçek ve EKF rotor açısai hızları dalga şekilleri (MTPA).

Ayrıca bu hız tahmin yöntemlerindeki hata değerleri ortalama olarak karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma tablosu Çizelge 5.2’de verilmiştir.

Çizelge 5.2: Hız tahmin yöntemlerinin karşılaştırmalı tablosu

Yöntemler	Ortalama Hata Değeri
Önerilen EKF Yöntemi	0.138 rad/s
PLL Yöntemi	0.4896 rad/s
Akı Türevi Yöntemi	0.4232 rad/s



Şekil 5.22: Hız tahmin hatalarının dalga şekilleri.

5.2 Deneysel Çalışmalar

Benzetim çalışmalarında yapılan algoritmaların gerçek zamanlı uygulamasını yapmak için motor tasarımı yapılmıştır.

5.2.1 Elektronik kart tasarımı

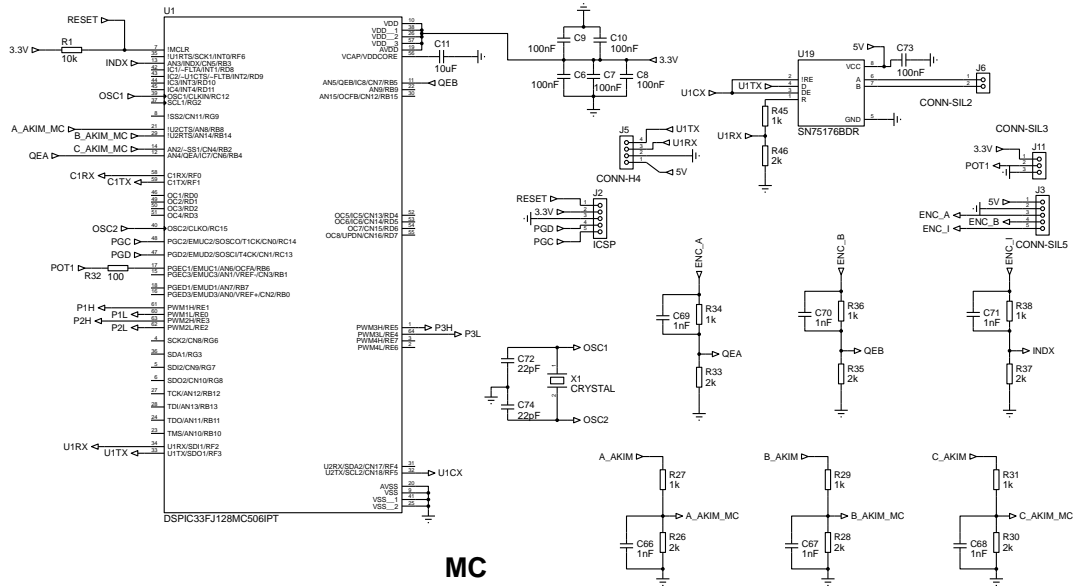
Deneysel çalışmada kullanılan SynRM'nin sensörsüz kontrol algoritması tahmin edilen rotor pozisyonunu doğrulamak için motora enkoder akuple edilmiştir. Kullanılan enkoder modeli Omron firmasına ait 1000 darbeli E6B2-CWZ6C 1000P/R 2M modeli kullanılmıştır. Enkodere ait görsel Şekil 5.23'te verilmiştir. Enkoder devresi kullanılan mikrodenetleyicinin yazılım ile pull-up açık pinlerine direkt bağlanmıştır.



Şekil 5.23: Kullanılan enkoder ekipmanı.

Elektronik devre güç elektroniği devresi, güç anahtarlarının sürücü devresi, kontrol devresi ve devreyi besleyecek güç kaynağı kısmından oluşmaktadır.

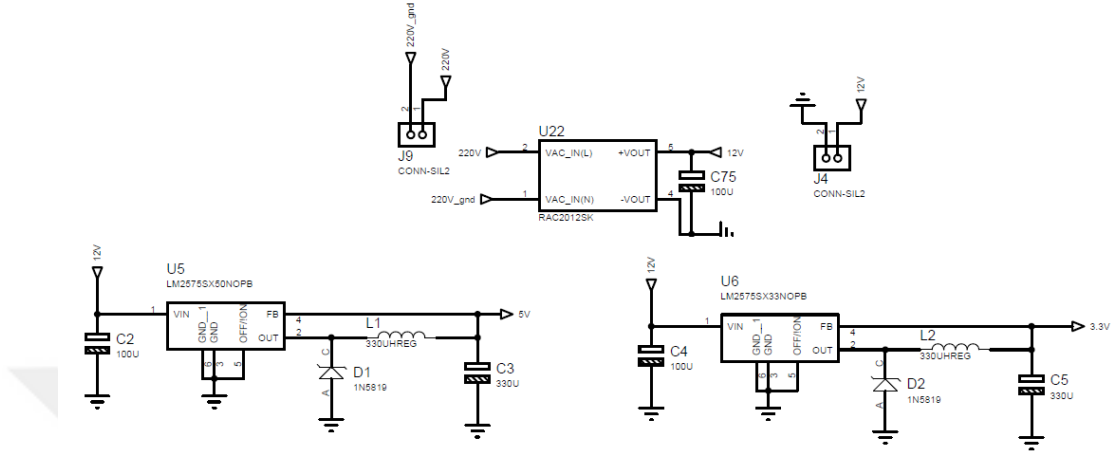
Kontrol devresinde en önemli eleman kontrol yazılımının yazıldığı mikrodenetleyici elemandır. Devrede kullanılan mikrodenetleyici Microchip firmasına ait 16 bitlik dsPIC33FJ128MC506'dır. Bu mikrodenetleyicinin seçilme sebebi motor kontrolü için özellikle geliştirilmiş PWM modülü ve dijital enkoderler için geliştirilen karesel enkoder arayüzü (QEI) modüllerini barındırmasıdır. Şekil 5.24'te kontrol devresinin elektronik devre tasarımı verilmiştir. Devrede enkoder bağlantıları ve akım sensörleri için gerilim seviyesi düşürücüleri ($5V \rightarrow 3.3V$), RS485 ve bluetooth modülü için haberleşme devresi ve mikrodenetleyici programlama bağlantı devresi gösterilmektedir.



Şekil 5.24: Kontrol devresi şeması.

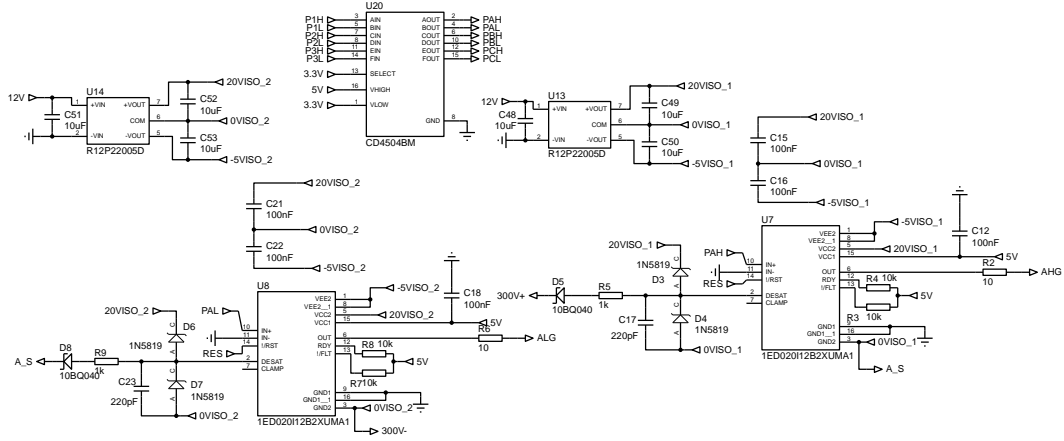
Güç kaynağı devresinde kontrol devresini ve güç anahtarlarını sürücü devresinin enerjisini sağlamaktadır. Girişi şebeke gerilimi (220V 50Hz AC) olan devrenin DC 12V, 5V ve 3.3V olmak üzere üç adet çıkışı vardır. Devrede giriş gerilimini izoleli

olarak 12V'a dönüştüren 20W gücünde RECOM firmasına ait RAC2012SK adlı AC-DC dönüştürücü kullanılmıştır. 12V gerilimi ise DC-DC düşürücü devresi (buck converter) ile 3.3V ve 5V'a düşürülmüştür. Güç kaynağı devresine ait şema Şekil 5.25'te verilmiştir.

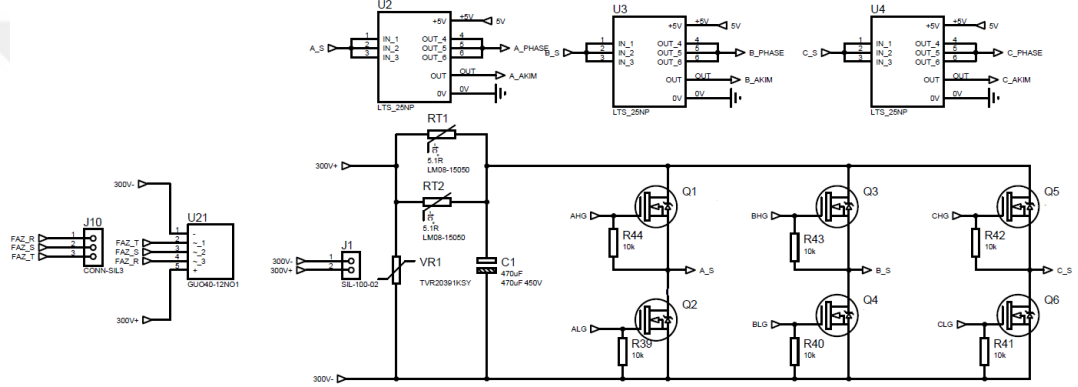


Şekil 5.25: Güç kaynağı devresi şeması.

Güç anahtarları sürücü devresinde güç elektroniği devresinde üç fazlı köprü inverter için kapı sinyalleri oluşturan devredir. Kullanılan mikrodenetleyici 3.3V gerilim seviyesinde olduğundan üretilen PWM sinyalleri lojik-1 seviyesi 3.3V'tur. Kullanılan güç anahtarı sürücü entegreleri Infineon firmasına ait 1ED020I12B2XUMA1 izoleli yüksek gerilim ve frekansta çalışabilmektedir. Kapı sürücü entegresinin kısa devre koruması, düşük gerilim kilidi ve aktif miller kelepçesi gibi avantajlara sahiptir. Bu entegrenin lojik-1 seviyesi 5V'tur. Dolayısıyla gerilim seviyesi yükseltmek ($3.3V \rightarrow 5V$) gerekmektedir. Bu işlem CD4045 entegresi ile gerçekleştirilmiştir. Kullanılan izoleli kapı sürücü entegrelerinin çıkış beslemeleri için ise RECOM firmasına ait 12V/+20/-5V giriş çıkış değerlerine 2W gücündeki R12P22005D izoleli DC-DC dönüştürücü modülü kullanılmıştır. Üç fazlı köprü inverter yapısında 6 adet güç anahtarı bulunduğu için R12P22005D ve 1ED020I12B2XUMA1 entegrelerinden 6 adet bulunmaktadır. Entegreler etrafındaki pasif elemanlar ve diyotlar entegrelerin veri sayfalarındaki uygulama devrelerden faydalanılarak tasarlanmıştır. Lojik seviye yükseltici devresi ve 1 faza ait güç anahtarları sürücü devresi Şekil 5.26'da verilmiştir.



Şekil 5.26: Güç anahtarları sürücü devresi şeması.

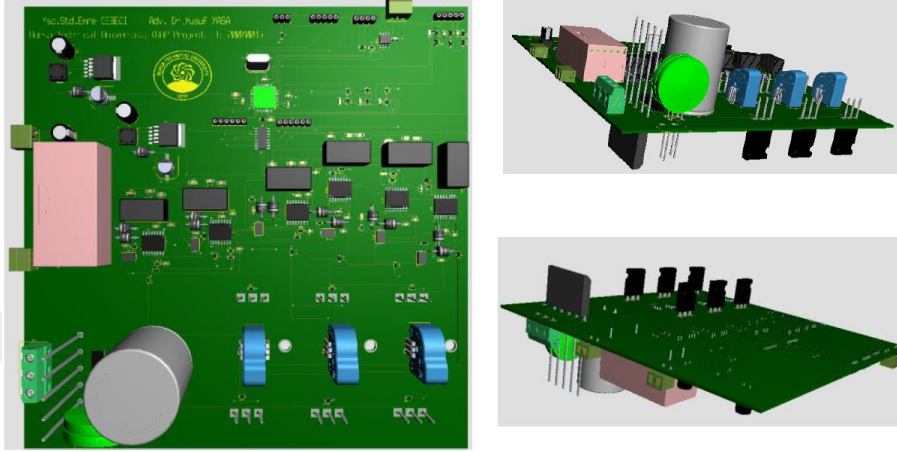


Şekil 5.27: Güç elektroniği devre şeması.

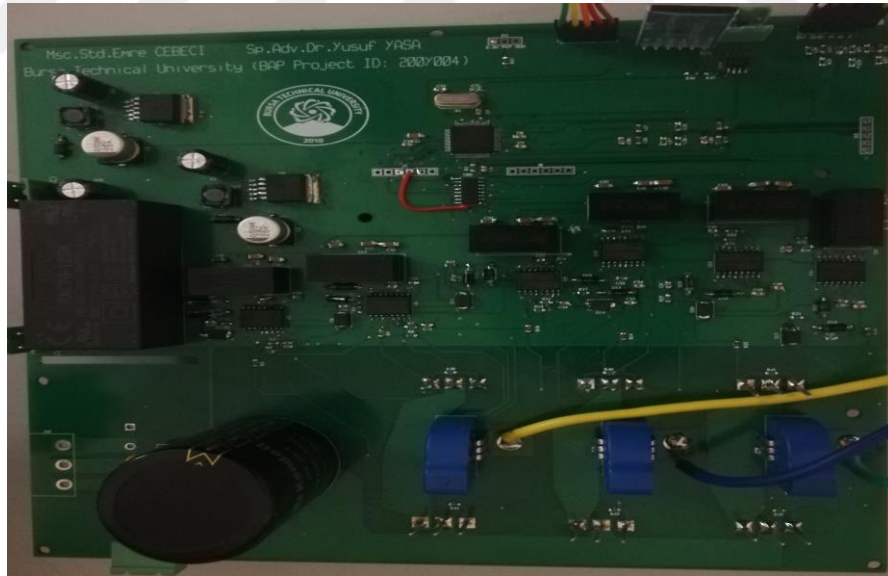
Güç elektroniği devresi içinde 3 fazlı köprü inverter yapısını, akım sensörlerini ve 3 fazlı diyot köprüsünü barındırmaktadır. Giriş 3 fazlı sistem 3 fazlı diyot köprüsü ve filtre kondansatörü ile DC enerji elde edilmiştir. 3 fazlı diyot köprüsü olarak IXYS firmasının GUO40-12NO1 40A 1200V'luk ürünü kullanılmıştır. Bu kısımda devre koruyucu ekipmanlarla desteklenmiştir. Bu koruyucu ekipmanlar varistörler ve başlangıçta kondansatörün çekeceği hücum (inrush) akımını sınırlamak için NTC kullanılmıştır. Devrede kullanılan güç anahtarları olarak silisyum karbür mosfetleri (SiC) kullanılmıştır. SiC mosfetler diğer mosfetlere göre on kat daha yüksek dielektrik kırılma alan kuvvetine, iki kat daha yüksek elektron doygunluk hızına, üç kat daha yüksek enerji bozuk aralığına ve üç kat daha yüksek termal iletkenliğe sahiptir. Bu özellikler devrede güç kaybını düşürerek daha yüksek verimliliği, daha yüksek güç yoğunluğunu, daha yüksek çalışma frekansını, artan sıcaklıkta çalışabilmeyi ve azaltılmış elektromanyetik girişimi (EMI) gibi avantajları katmaktadır. SiC mosfet olarak LittleFuse firmasına ait LSIC1MO120E0160 22A 1200V'luk mosfet

seçilmiştir. Devrede sensörsüz kontrol algoritmasını çalıştırabilmek için gerekli olan faz akım bilgisi LEM firmasına ait LTS25 akım sensörü ile ölçülmektedir. LTS25 modülü $\pm 80A$ efektif değer aralığında izoleli ve kapalı döngü hall etkisi ile akım bilgisi vermektedir. Güç elektroniği devresi Şekil 5.27’de verilmiştir.

Tasarlanan elektronik karta ait tasarım programı 3 boyutlu görüntüsü Şekil 5.28’de verilmiştir.



Şekil 5.28: Tasarlanan devre 3 boyutlu gösterimi.



Şekil 5.29: Tasarlanan elektronik kartın fiziksel hâli.

Elektronik kartın fiziksel hâlde elemanları çizilmiş hâli Şekil 5.29’da verilmiştir.

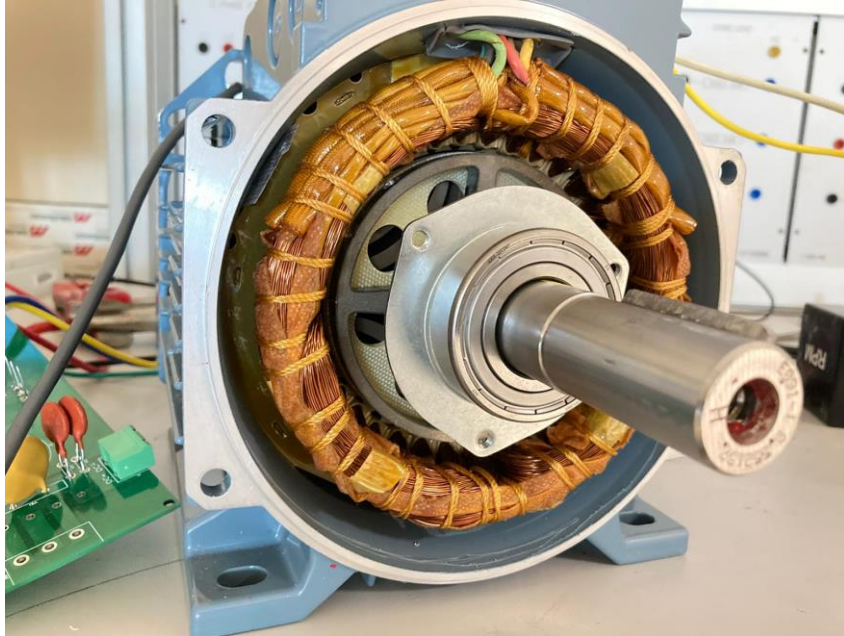
5.2.2 Elektronik deney düzeneği ve deney sonuçları

Tasarlanan kontrol algoritması, elektronik devreyi test etmek için Şekil 5.30'daki düzenek kurulmuştur. Test düzeneğini yük olarak elektromanyetik fren, SynRM, elektronik devre, güç kaynakları ve osiloskopdan oluşmaktadır.



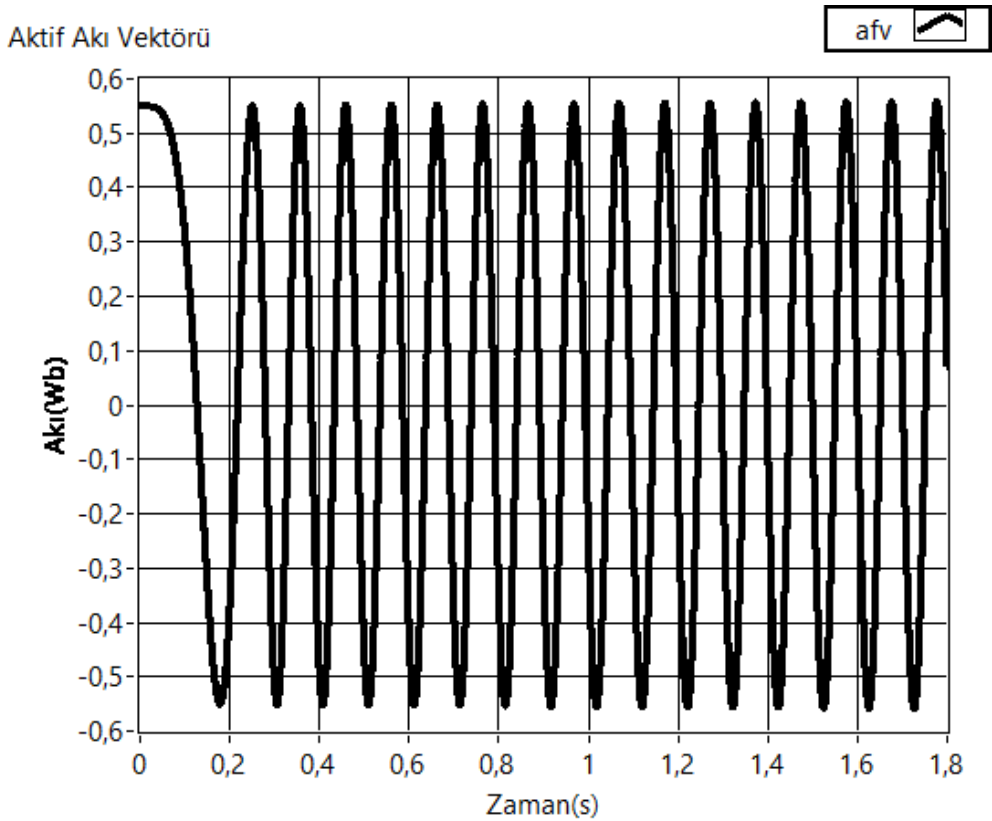
Şekil 5.30: Deneysel test düzeneği.

Tasarlanan sisteme göre enkoder rotor d eksenine göre hizalanmıştır. D eksenine hizalanması kısmı Şekil 5.31'de gösterilmiştir. Motor ön kapağı açılarak rotor yapısına bakılarak, stator sargı üstüne getirilerek o andaki enkoder değeri ölçülmüştür. Bu şekilde rotora ait sıfır derece konumu yani d ekseni elde edilmiştir.



Şekil 5.31: Motorun iç yapısı.

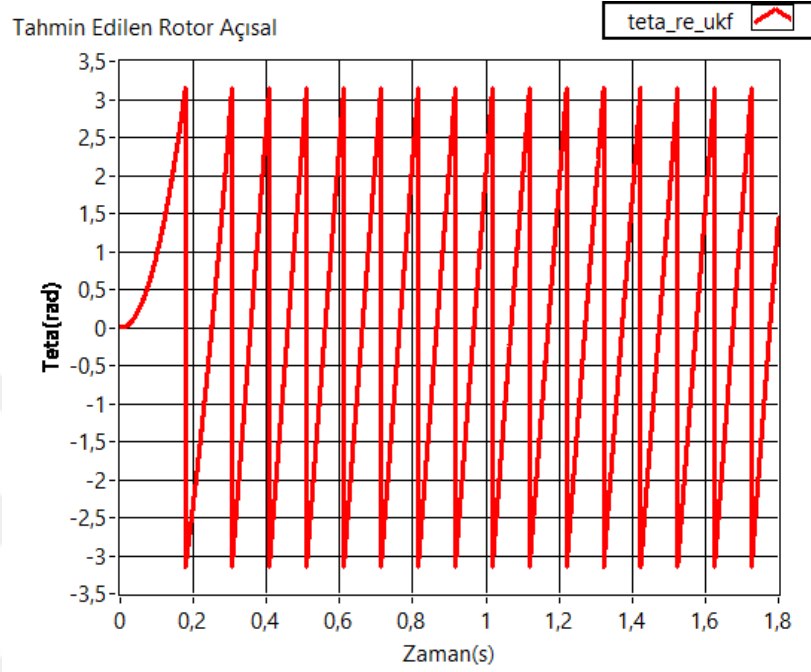
Motor sürücü devresi ile elde edilen veriler DAQ (Dijital Veri Edinim) kartı ile veriler bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Aktarılan veriler LabVIEW programı ile grafiksel hâle getirilmiştir. Motor ilk başta enkoder yardımıyla sıfır pozisyonuna getirilmiştir. Bu sayede rotor tam sıfır konumunda iken başladığı için başlangıç hataları yoktur. DAQ kartı yardımıyla aktif akı vektörü, rotor açısız pozisyonu ve tahmin edilen rotor açısız pozisyonu, rotor açısız hızı ve tahmin edilen rotor açısız hızı, stator park eksen akımları ve stator faz akımı verileri alınmıştır. Bu veriler grafik formuna dönüştürülmüştür. Şekil 5.32’de ilk olarak tahmin edilen aktif akı vektörü verilmiştir. UKF yardımıyla alfa ve beta bileşenleri tahmin edilmiştir ve program ortamında kompleks bileşenli vektör oluşturulmuştur.



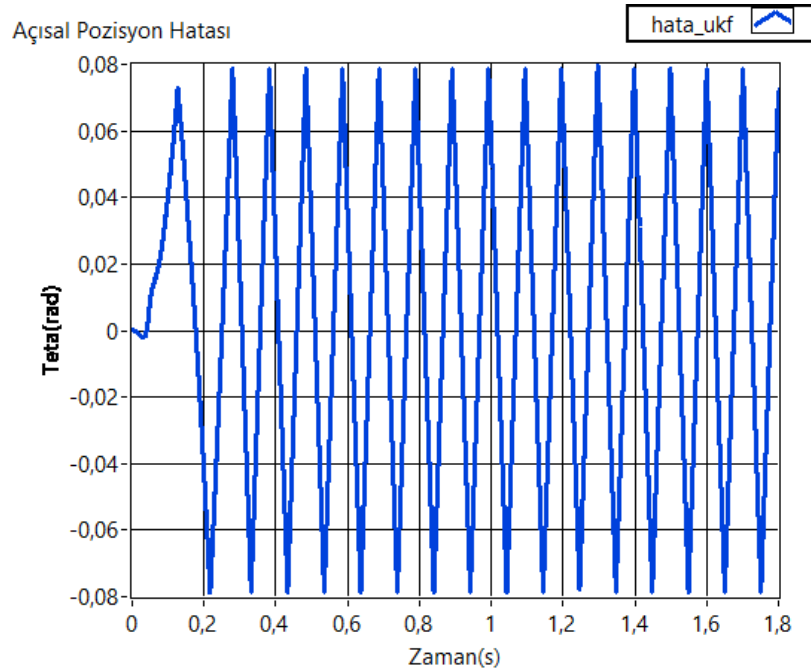
Şekil 5.32: Deneysel ortamda tahmin edilen Aktif Akı Vektörü.

Aktif akı vektörüne başlangıç değeri olarak daha önceki çalışmalardan elde edilen maksimum değeri verilmiştir. Bu sayede değer gerçek aktif akı vektörü ile aynı genlik değerine sahip olmaktadır. Bu başlangıç değeri dışındaki değerlerde pozisyon tahmininde hata olmamakla birlikte sadece gerçek aktif akı vektörü ile arasında genlik farkı bulunmaktadır. Rotor açısı bu vektöre ait bileşenlerin birbirine oranından elde edildiği için pozisyon tahmini etkilenmemektedir. Şekilden de görüldüğü üzere aktif akı vektörü için başlangıç 0,55 Wb verilmiştir. Devamında oluşan sinüzoidal dalgada

maksimum değeri 0.55 Wb'dir. Bu vektör ile tahmin edilen rotor açısız pozisyonu ve tahmin edilen rotor açısız pozisyonu Şekil 5.33'te verilmiştir. Ayrıca tahmin hata değeri de Şekil 5.34'te verilmiştir. Başlangıçta düşük hızlarda motor çalıştırılırken bile hata payı çok düşük seviyelerdedir.

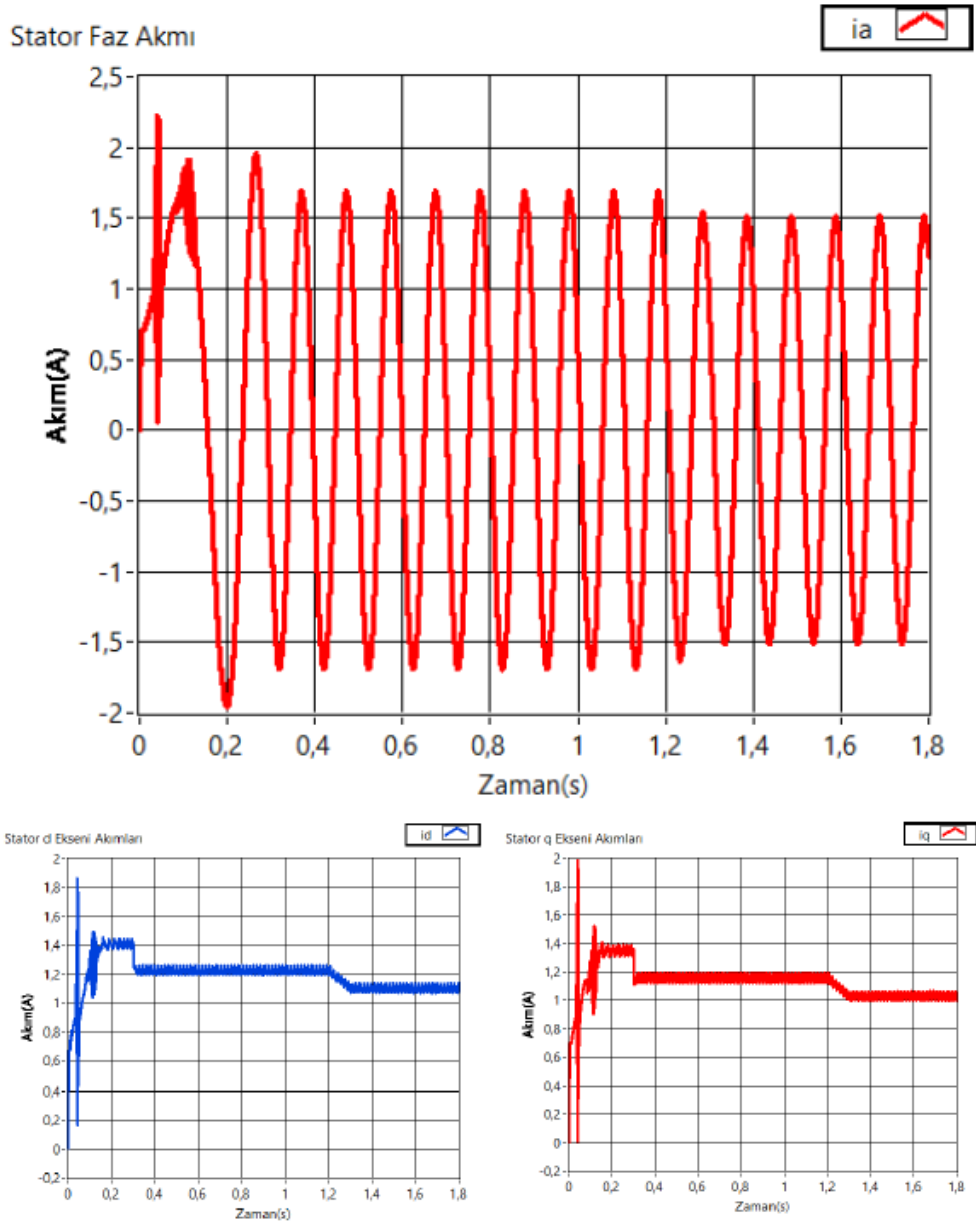


Şekil 5.33: Deneysel ortamda tahmin edilen rotor açısız pozisyonu.



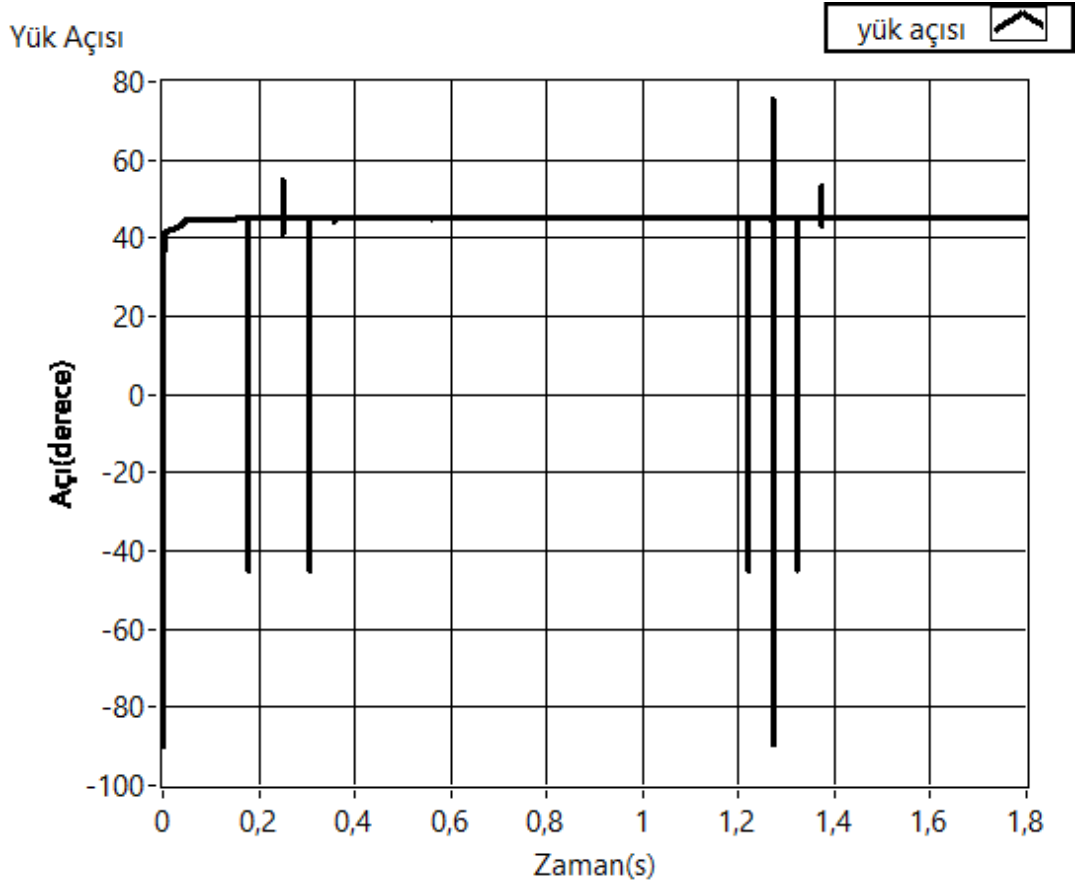
Şekil 5.34: Deneysel ortamda tahmin edilen rotor açısız pozisyon hatası.

Aktif akı vektörü ve UKF ile beraber tahmin edilen rotor açısai pozisyonu ile eksen dönüşümü yapılmıştır. Motor akımlarına ve gerilimlerine yapılan eksen dönüşümlerine motor akımları üzerinde grafiksel olarak gösterilmiştir. Şekil 5.35'te motora ait faz akımı ve Park eksenı akımları verilmiştir. Motora verilen pwm gerilim sinyalleri grafiksel gösterim olarak karmaşık görünmektedir. Sebebi 20 kHz'de uygulanan sinüzoidal pwm yöntemidir. Ama verilen bu gerilim sinyalleri stator sargılarındaki endüktans etkisi sayesinde sinüs sinyaline yaklaşılmaktadır. Deneysel ortamda akım ve gerilim değerlerinin Park eksenı değerleri EKF'ye giriş ve çıkış değerleri olarak verilmiştir. Bu sayede EKF durum denklemleri için durum değışken değerleri tahmin edilmiştir.



Şekil 5.35: Deneysel ortamda ölçülen motor akımları.

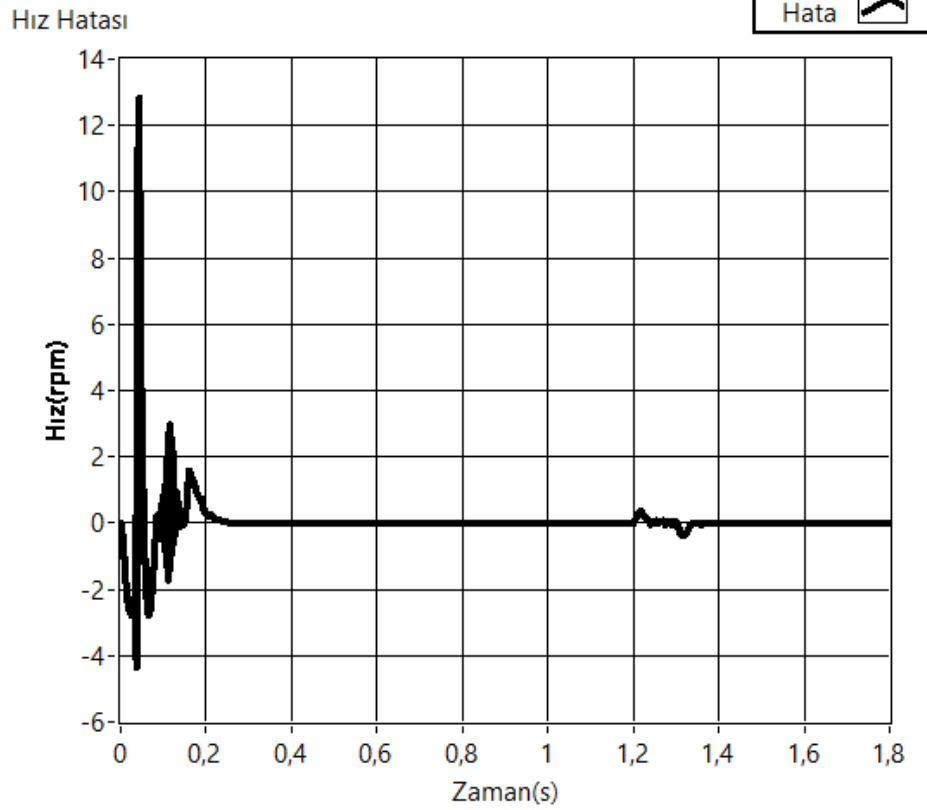
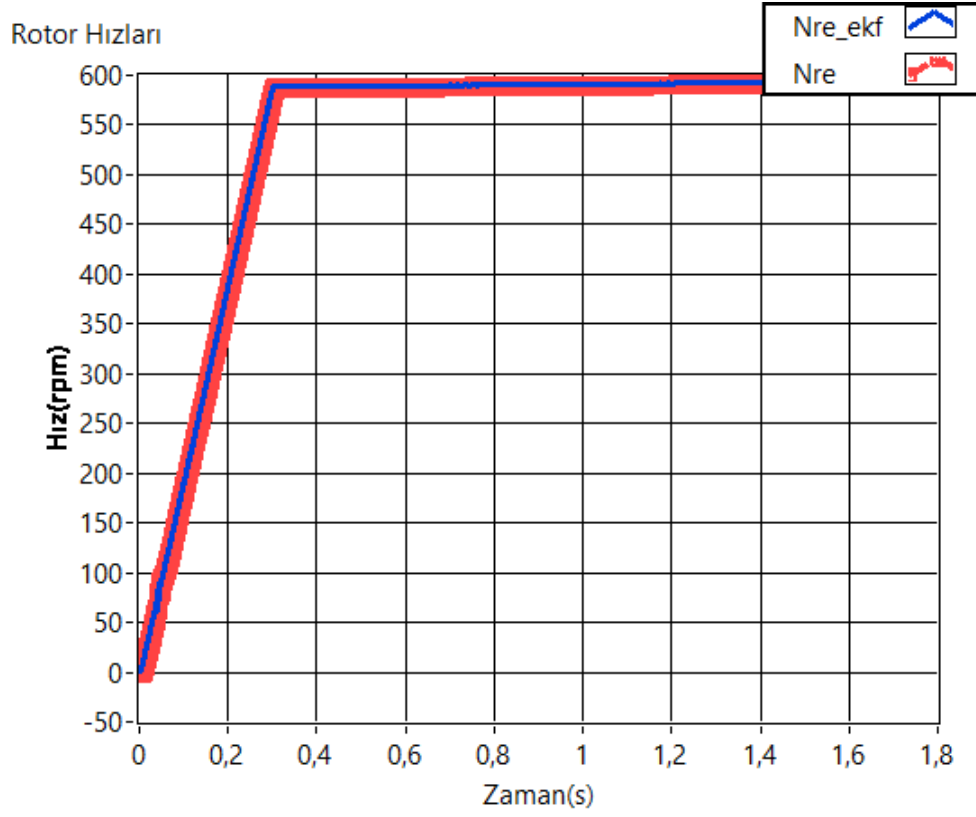
Yukarıdaki şekillerden de anlaşılacağı üzere uygulanan MTPA kontrol yöntemi uygulanmıştır. Bu yüzden motor Park eksenı akımları birbirine yaklaşık eşittir. Yük açısı yaklaşık 45 derecedir. Bu şekilde çekilen akım için maksimum tork üretilmiştir. Şekil 5.36'da hesaplanmış yük açısı verilmiştir.



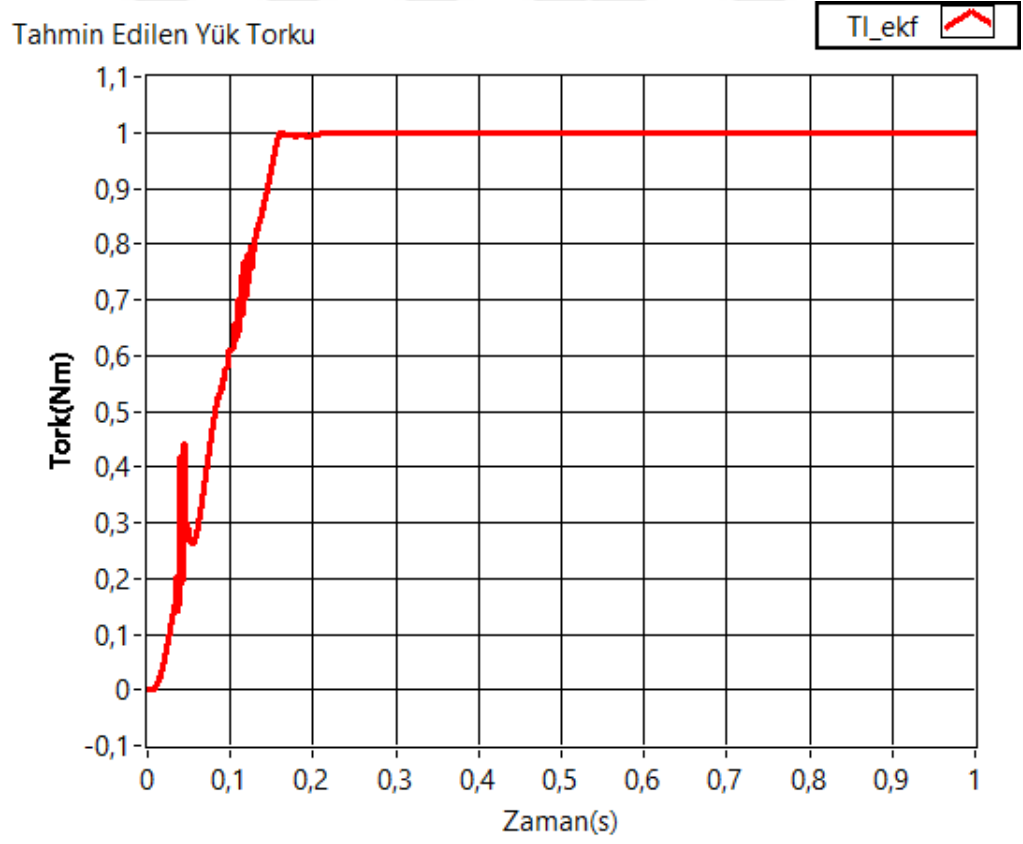
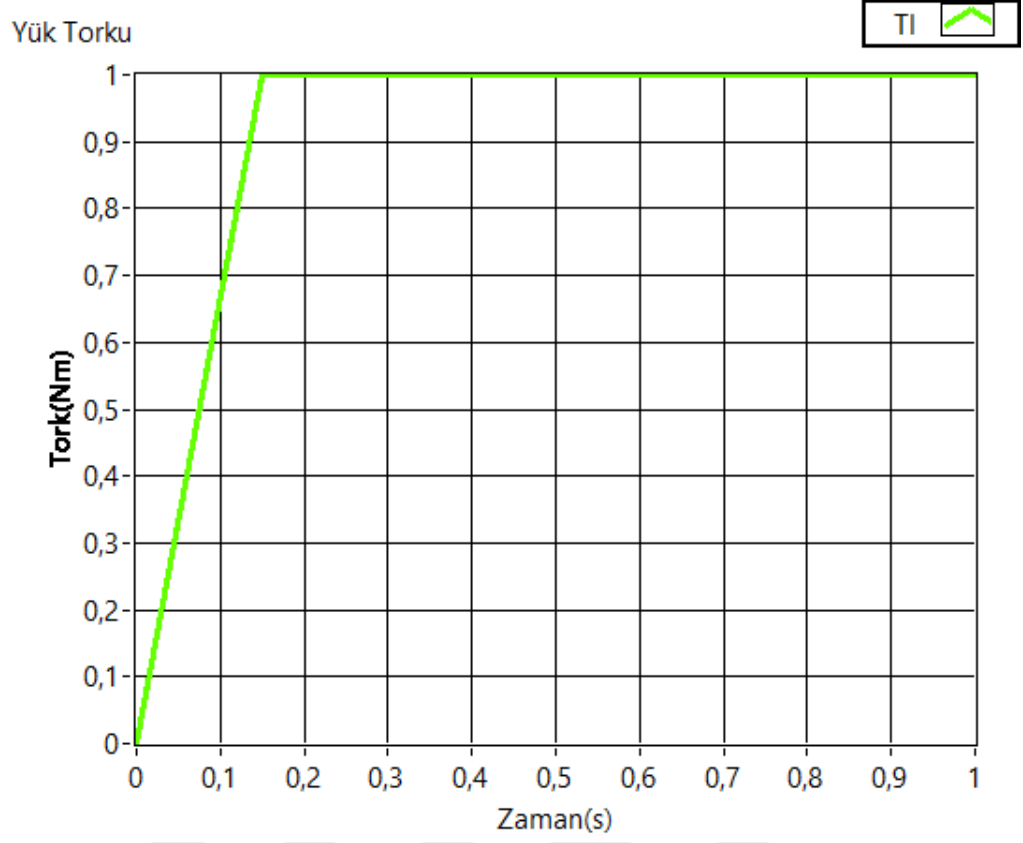
Şekil 5.36: Deneysel ortamda yük açısı grafiği.

Yukarıdaki şekilde yük açısının 45 derece bandından ayrıldığı kısımlar yükte veya hızdaki değişimden kaynaklanmaktadır. Aşağıdaki şekillerde saniyelerdeki yükte veya hızdaki değişim gözlemlenebilmektedir. Rotor açısal hızı EKF yardımıyla hesaplanmıştır. Enkoder yardımıyla ölçülen rotor açısal hızı ve tahmin edilen rotor açısal hızı Şekil 5.37'de verilmiştir. Ölçülen rotor açısal hızı ile tahmin edilen rotor açısal hızı hata farkı da Şekil 5.37'de verilmiştir. Rotor hızı referansı rampa olarak verilmiştir. Bu referans ile motor başlangıç koşulları iyileştirilmiştir. Rotor hızındaki hata farkı başlangıçta EKF'nin tahmin hatalarını düzeltmesi ile hata payı sıfırlanmıştır. EKF'nin başlangıçta tahmin hatasının UKF'ye göre daha fazla sürmesinin sebebi EKF tasarımıdaki yük torkunun zamana bağlı değişiminin sıfır kabul edilmesinden

kaynaklanmaktadır. Manyetik fren ile verilen yük torku ve tahmin edilen yük torku Şekil 5.38’de verilmiştir.



Şekil 5.37: Deneysel ortamda rotor açısasal hızı ve tahmin edilen rotor açısasal hızı.



Şekil 5.38: Deneysel ortamda yük torku ve tahmin edilen yük torku.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, endüstride son zamanlarda popüler olan senkron relüktans motorun sensörsüz kontrolü üzerine çalışma yapılmıştır.

Öncelikle motor matematiksel modeli incelenmiş ve dinamik denklemleri kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında modellenmiştir. Bu motor modelinin kontrolüne ilişkin yöntemler incelenmiş ve bu yöntemlerden bazılarında sensörlü olarak benzetim çalışması yapılmıştır.

Sensörsüz kontrol yöntemlerinin literatür taraması gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemlerde motor açısız hızının önemi anlaşılmıştır. Bunun için daha geniş bir hız aralığına sahip yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Stator akısı veya yüksek frekansta enjeksiyon yöntemleri beraber kullanılarak hibrit gözlemciler oluşturulmuştur. Bu tez çalışmasında ise stator akı yöntemlerinden olan aktif akı gözlemcisinin öncelikle durum uzay denklemleri çıkartılmıştır. Bu diferansiyel denklemler durağan iki fazlı sistem eksenindedir, dolayısıyla bu denklemler rotor açısız pozisyonundan bağımsızdır. Bu denklemlerde aktif akı vektör bileşenlerinin türevleri matematiksel kabullere dayanmaktadır. Durum uzay denklemleri doğrusal olmayan modeller için geliştirilmiş UKF'de kullanılmıştır. Bu sayede durum değişkenleri olan aktif akı vektörü bileşenleri tahmin edilir ve birbirlerine oranından rotor açısız pozisyonu tahmini yapılmaktadır. Önerilen rotor açısız pozisyon tahmin yöntemi normal aktif akı gözlemcisinde olan integrator veya PI bloklarını barındırmamaktadır. Bu sayede zaman içinde oluşan hataların önüne geçilmiştir.

Tahmin edilen rotor açısız pozisyonu ile eksen dönüşümü yapılarak Park ekseni diferansiyel denklemlerine ait değerler elde edilir. Bu değerler ile Park ekseni durum uzay modeline EKF uygulanarak rotor açısız hızı ve yük torku tahmin edilir. Tüm sistem bilgisayar ortamında benzetim çalışması yapılmıştır. Rotor açısız hız tahmini diğer yöntemlere göre daha az hata payı ile tahmin yapmaktadır.

Bu yöntemler daha sonra Bursa Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Projeleri Birimi tarafından desteklenen 200Y004 numaralı proje ile desteklenerek deneysel

ortamda test edilmiştir. Test verilen SynRM'ye ait veriler NI firmasına ait DAQ kartı yardımıyla ölçüm ve tahmin değerleri alınmıştır. Motor sensörsüz olarak kontrol edilmiş ve deneysel veriler grafiksel olarak gösterilmiştir.

Sonuç olarak SynRM hem benzetim ortamında hem de deneysel ortamda sensörsüz olarak kontrol edilmiştir. Deneysel ortamda alan yönlendirmeli kontrol yöntemlerinde MTPA uygulanmıştır. Bu yöntem ile motor daha az akım ile mevcut yükü sürebilmiştir.

Çalışma devamında aktif akı vektörünün manyetik doygunluk seviyelerinde nasıl davrandığı ve buna ilişkin iyileştirme yöntemleri incelenebilir. Ayrıca aktif akının tork üreten akı olduğu düşünülür ise bu akı vektörü ile tahmin yöntemi diğer bir relüktans motor tipi olan anahtarlamalı relüktans motora uygulanması incelenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **IEC 60034-30.** (2008). *Rotating electrical machines – Part 30: Efficiency classes of single-speed, three-phase, cage-induction motors (IE-code)*. <https://standards.globalspec.com/std/1115670/IEC%2060034-30.htm>
- [2] **Moghaddam, R. R., Magnussen, F., ve Sadarangani, C.** (2007). Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design.Msc. Thesis, *Royal Institute of Technology*.
- [3] **Boglietti, A., Cavagnino, A., Pastorelli, M., Staton, D., ve Vagati, A.** (2006). Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 42(3), 675-680.
- [4] **De Pancorbo, S. M., Ugalde, G., Poza, J., ve Egea, A.** (2015). Comparative study between induction motor and Synchronous Reluctance Motor for electrical railway traction applications. *2015 5th International Electric Drives Production Conference (EDPC)*, 1-5.
- [5] **Boglietti, A., ve Pastorelli, M.** (2008). Induction and synchronous reluctance motors comparison. *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2041-2044.
- [6] **Hsu, J. S., Liou, S. S. P., ve Woodson, H. H.**(1990). Comparison of the nature of torque production in reluctance and induction motors. *IEEE Trans. Energy Convers., IEEE Transactions on Energy Conversion*, 5(2), 304-309.
- [7] **Boglietti, A., Cavagnino, A., Pastorelli, M., ve Vagati, A.** (2005). Experimental comparison of induction and synchronous reluctance motors performance. *Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, 474-479.
- [8] **Kazakbaev, V., Prakht, V., Dmitrievskii, V., Sarapulov, S., ve Askerov, D.** (2017). Comparison of power consumption of synchronous reluctance and induction motor drives in a 0.75 kW pump unit. *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, 1-6.
- [9] **Louis, J. P.** (2013). *Control of Synchronous Motors, Wiley-ISTE*.
- [10] **Antons, J., ve Rosmann, T.** (2015). Self-sensing control of a synchronous reluctance machine using an extended Kalman filter. *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 831-839 .
- [11] **Qu, Z., ve Hinkkanen, M.** (2013). Loss-minimizing control of synchronous reluctance motors - A review. *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 350-355 .
- [12] **Lin, F. J., Huang, M. S., Chen, S. G., ve Hsu, C. W.** (2019). Intelligent Maximum Torque per Ampere Tracking Control of Synchronous

Reluctance Motor Using Recurrent Legendre Fuzzy Neural Network. *IEEE Trans. Power Electron.*, 34(12), 12080-12094. 69

- [13] **Qu, Z., Tuovinen, T., ve Hinkkanen, M.**(2014) Minimizing losses of a synchronous reluctance motor drive taking into account core losses and magnetic saturation. *16th European Conference on Power Electronics and Applications*, 1-10.
- [14] **Hadla, H., ve Cruz, S.** (2017). Predictive Stator Flux and Load Angle Control of Synchronous Reluctance Motor Drives Operating in a Wide Speed Range. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64(9), 6950-6959.
- [15] **Hinkkanen, M., Pescetto, P., Mölsä, E., Saarakkala, S. E., Pellegrino, G., ve Bojoi, R.** (2017). Sensorless self-commissioning of synchronous reluctance motors at standstill without rotor locking. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 53(3), 2120-2129.
- [16] **Bedetti, N., Calligaro, S., ve Petrella, R.** (2016). Stand-Still Self-Identification of Flux Characteristics for Synchronous Reluctance Machines Using Novel Saturation Approximating Function and Multiple Linear Regression. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 52(4), 3083-3092.
- [17] **Bolognani, S., Ortombina, L., Tinazzi, F., ve Zigliotto, M.** (2018). Model Sensitivity of Fundamental-Frequency-Based Position Estimators for Sensorless PM and Reluctance Synchronous Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65(1), 77-85.
- [18] **Nikowitz, M., Hofer, M., ve Schrödl, M.** (2018). Improvements on a sensorless controlled synchronous reluctance machine down to standstill. *PCIM Europe 2018; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2018, 1-7.
- [19] **Li, C., Wang, G., Zhang, G., Xu, D., ve Xiao, D.** (2019). Saliency-based sensorless control for SynRM drives with suppression of position estimation error. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 66(8), 5839-5849.
- [20] **Bojoi, R., Pastorelli, M., Bottomley, J., Giangrande, P., ve Gerada, C.** (2013). Sensorless control of PM motor drives - A technology status review. *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 168-182.
- [21] **Scarcella, G., Scelba, G., ve Testa, A.** (2015). High performance sensorless controls based on HF excitation: A viable solution for future AC motor drives. *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 178-187.
- [22] **Barnard, F. J. W., Villet, W. T., ve Kamper, M. J.** (2015). Hybrid Active-Flux and Arbitrary Injection Position Sensorless Control of Reluctance Synchronous Machines. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 51(5), 3899-3906.
- [23] **Yang, S. C., ve Hsu, Y. L.** (2017). Full Speed Region Sensorless Drive of Permanent-Magnet Machine Combining Saliency-Based and Back-EMF-Based Drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 64(2), 1092-1101.
- [24] **Seilmeier, M., ve Piepenbreier, B.** (2015). Sensorless Control of PMSM for the Whole Speed Range Using Two-Degree-of-Freedom Current Control

- and HF Test Current Injection for Low-Speed Range. *IEEE Trans. Power Electron.*, 30(8), 4394-4403.
- [25] **Gabriel, F.** (2015). High-frequency effects in modeling AC permanent-magnet 70 machines. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62(1), 62-690.
- [26] **Alberti, L., Bianchi, N. ve Bolognani, S.** (2015). High-Frequency d-q Model of Synchronous Machines for Sensorless Control. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 51(5), 3923-3931.
- [27] **Hinkkanen, M., Saarakkala, S. E., Awan, H. A. A., Mölsä, E., ve Tuovinen, T.** (2018). Observers for Sensorless Synchronous Motor Drives: Framework for Design and Analysis. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 54(6), 6090-610.
- [28] **Ichikawa, S., Tomita, M., Doki, S., ve Okuma, S.** (2006). Sensorless control of synchronous reluctance motors based on extended EMF models considering magnetic saturation with online parameter identification. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 42(5), 1264-1274.
- [29] **Bolognani, S., Calligaro, S., ve Petrella, R.** (2014). Design Issues and Estimation Errors Analysis of Back-EMF-Based Position and Speed Observer for SPM Synchronous Motors. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 2(2), 159-170.
- [30] **Hatanaka, T., Mabuchi, T., Tomita, M., Hasegawa, M., Doki, S., ve Kato, S.** (2018). Robust Position Sensorless Control Against Inductance Variations of Synchronous Reluctance Motors in Low-Speed Region Using High-frequency Current Control. *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 1677-1683.
- [31] **Oliveira, Á., Cavaleiro, D., Branco, R., Hadla, H., ve Cruz, S.** (2015). An encoderless high-performance synchronous reluctance motor drive. *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2048-2055.
- [32] **Mynar, Z., Vaclavek, P., ve Blaha, P.** (2020). Synchronous Reluctance Motor Parameter and State Estimation Using Extended Kalman Filter and Current Derivative Measurement. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 68(3), 1972-1981.
- [33] **Boldea, I., Paicu, M. C., ve Andreescu, G. D.** (2008). Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives. *IEEE Trans. Power Electron.*, 23(5), 2612-2618.
- [34] **Morimoto, S., Kawamoto, K., Sanada, M., ve Takeda, Y.** (2002). Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 38(4), 1054-1061.
- [35] **Morimoto, S., Sanada, M., ve Takeda, Y.** (2006). Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 42(5), 1241-1248.
- [36] **Chen, Z., Tomita, M., Doki, S., ve Okuma, S.** (2003). An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 50(2), 288-295.

- [37] **Moghaddam, R. R., Magnussen, F., ve Sadarangani, C.** (2010). Theoretical and experimental reevaluation of synchronous reluctance machine. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(1), 6-13.
- [38] **Donaghy-Spargo, C.** (2016). Synchronous reluctance motor technology: industrial opportunities, challenges and future direction. *Eng. Technol. Ref.*, 1-15.
- [39] **Matsuo, T., ve Lipo, T. A.** (1995). Rotor Position Detection Scheme for 71 Synchronous Reluctance Motor Based on Current Measurements. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 31(4), 860-868.
- [40] **Akagi, H. ve Nabae, A.** (1993). The p-q theory in three-phase systems under non-sinusoidal conditions. *European Transactions on Electrical Power*, 3(1), 27-31.
- [41] **Ferrero, A., Morando, A. P., Ottoboni, R., ve Superti-Furga, G.** (1993). On the meaning of the park power components in three-phase systems under non-sinusoidal conditions. *European Transactions on Electrical Power*, 3(1), 33-43.
- [42] **Chattopadhyay, S., Mitra, M., ve Sengupta, S.** (2011). Electric Power Quality. *Power Syst.*, 5-12.
- [43] **Rahman, K. M., ve Hiti, S.** (2005). Identification of machine parameters of a synchronous motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 41(2), 557-565.
- [44] **Pyrhönen, J., Hrabovcová, V., ve Semken, S. R.** (2016). Synchronous reluctance machine drives, in *Electrical Machine Drives Control: An Introduction*, Wiley-ISTE.
- [45] **Ribeiro, M. I.** (2004). Kalman and Extended Kalman Filters : Concept , Derivation and Properties. *Inst. Syst. Robot. Lisboa Port.*
- [46] **Boldea, I., ve Tutelea, L.** (2010). *Electric Machines. Steady State, Transients and Design with MATLAB*, CRC Press.
- [47] **Boldea, I., ve Tutelea, L.** (2019). *Reluctance Electric Machines Design and Control*, CRC Press.
- [48] **Boldea, I., ve Nasar, S. A.** (1987). Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines. *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, 134(6), 355-363.
- [49] **Kazmierkowski, M.** (2006). Electric Drives (Boldea, I and Nasar, S.A.; 2006) [Book Review]. *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 1(1), 51.
- [50] **James, S.** (2013). *Calculus 7E Early Transcendentals*, Cengage:Brooks/Cole.
- [51] **Lipo, T. A., ve Novotny, D. W.** (1991). Vector Control of a Synchronous Reluctance Motor Including Saturation and Iron Loss. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 27(5), 977-985.
- [52] **Deppenbrock, M.** (1987). *United States Pat. 4,678,248*, Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.
- [53] **Takahashi, I., ve Noguchi, T.** (1986). A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-22(5), 820-827.

- [54] **Boldea, I., ve Nasar, S. A.** (1988). Torque vector control (TVC)-a class of fast and robust torque-speed and position digital controllers for electric drives. *Electr. Mach. Power Syst.*, 15(3), 135-147.
- [55] **Lee, H. D.** (1999). Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 46(1), 192-198.
- [56] **Boldea, I., Fu, Z. X., ve Nasar, S. A.** (1991). Torque vector control (tvc) of axially-laminated anisotropic (ala) rotor reluctance synchronous motors. *Electr. Mach. Power Syst.*, 19(3), 381-398. 72
- [57] **Morales-Caporal, R., ve Pacas, M.** (2007). Impact of the magnetic cross-saturation in a sensorless Direct Torque controlled Synchronous Reluctance Machine based on test voltage signal injections. *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 1234 - 1239.
- [58] **Guglielmi, P., Pastorelli, M., ve Vagati, A.** (2006). Cross-saturation effects in IPM motors and related impact on sensorless control. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 42(6), 1516-1522.
- [59] **Caruana, C., Asher, G. M., ve Sumner, M.** (2006). Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction machines under sensorless conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, 53(1), 225-238.
- [60] **Jansen, P. L., ve Lorenz, R. D.** (1996). Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 32(6), 1380-1393.
- [61] **Schroedl, M.** (1996). Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the 'INFORM' method. *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, 270-277.
- [62] **Briz, F., ve Degner, M. W.** (2011). Rotor position estimation. *IEEE Industrial Electronics Magazine.*, 5(2), 24-36.
- [63] **Kreindler, L., Testa, A., ve Lipo, T. A.** (1993). Position sensorless synchronous reluctance motor drive using the stator phase voltage third harmonic. *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, 679-686.
- [64] **Agarlita, S. C., Boldea, I., ve Blaabjerg, F.** (2012). High-frequency-injection-assisted 'active-flux'-based sensorless vector control of reluctance synchronous motors, with experiments from zero speed. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 48(6), 1931-1939.
- [65] **Boldea, I., Paicu, M. C., Andreescu, G. D., ve Blaabjerg, F.** (2009). 'Active Flux' DTFC-SVM sensorless control of IPMSM. *IEEE Trans. Energy Convers.*, 24(2), 314-322.
- [66] **Holtz, J., ve Quan, J.** (2002). Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 38(4), 1087-1095.
- [67] **Paicu, M. C., Tutelea, L., Andreescu, G. D., Blaabjerg, F., Lascu, C. ve Boldea, I.** (2009). Wide speed range sensorless control of PM-RSM via

'active flux model'. *Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE) 2009*, 3822-3829.

- [68] **Haykin, S.** (2001). *Kalman Filtering and Neural Networks*, Wiley-ISTE.
- [69] **Julier, S. J., ve Uhlmann, J. K.** (1997). New extension of the Kalman filter to nonlinear systems. *Proc. SPIE 3068, Signal Processing, Sensor Fusion, and Target Recognition VI*, 3068.
- [70] **Wan, E. A., ve Van Der Merwe, R.** (2000). The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*, 153-158. 73
- [71] **De Freitas, J. F. G., Niranjan, M., Gee, A. H., ve Doucet, A.** (2000). Sequential Monte Carlo methods to train neural network models. *Neural Comput.*, 4, 955-993.
- [72] **Julier, S. J.** (2002). The scaled unscented transformation. *Proceedings of the 2002 American Control Conference (IEEE Cat. No. CH37301)*, 4555-4559.
- [73] **Welch, G. ve Bishop, G.** (2006). An Introduction to the Kalman Filter. *Proc. Siggraph Course 8*.