

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORDA ALGILAYICISIZ KONTROL
YÖNTEMİNİ GELİŞTİRMEYE KATKILAR**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Gökhan ALTINTAŞ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

ARALIK 2017

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORDA ALGILAYICISIZ KONTROL
YÖNTEMİNİ GELİŞTİRMEYE KATKILAR**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Gökhan ALTINTAŞ
(504141046)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ

ARALIK 2017

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504141046 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Gökhan ALTINTAŞ, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORDA ALGILAYICISIZ KONTROL YÖNTEMİNİ GELİŞTİRMEYE KATKILAR” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Emine AYAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Kamuran Nur BEKİROĞLU
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : 17 Kasım 2017
Savunma Tarihi : 14 Aralık 2017





Babaanneme,



ÖNSÖZ

Öncelikle, lisans tezimin önsözünde gerek hayat görüşü, gerekse akademik kişiliği bakımından idol olarak gördüğüm cümlesiyle ifade ettiğim ancak şuan her bakımdan örnek aldığım olarak sadeleştirebildiğim değerli danışmanım Yrd. Doç. Dr. Derya Ahmet KOCABAŞ'a bana sağladığı bütün destekler için teşekkür ederim.

Elektrik Mühendisliği bölümünün değerli öğretim üyelerine de ayrı ayrı teşekkürü borç bilirim. Değerli çalışma ekibimizi oluşturan Y. Müh. A. Kubilay Atalay'a ve Araş. Gör. M. Onur Gülbahçe'ye her anlamda verdikleri destekten ötürü teşekkür ederim. Değerli çalışma arkadaşlarım Araş. Gör. Alper Tap ve Araş. Gör. Onur Ayan'a bana kattıkları her şey için ve her sorunumu kendi sorunlarıymış gibi önemsedikleri için minnettarım. Değerli çalışma arkadaşlarım ve üzerimde emeği olan Araş. Gör. Abdullah Polat, Araş. Gör. Alparslan Zehir, Araş. Gör. Aytuğ Font'a hem üzerimdeki emekleri hem de abilikleri için teşekkürlerimi sunarım.

Saygıdeğer arkadaşlarım Merve Alişan, Taner Yazıcı ve Mehmet Özen'e destekleri için teşekkür ederim.

Güzel düşüncelerimde güzel kalbiyle yer alan Emel Timurkaynak'a bana desteklerinden ötürü özel olarak teşekkür ederim.

Son olarak ise her zaman maddi ve manevi olarak yanımda olan beni gözetten değerli ailemin her bir bireyine anneme, babama, abime ve halama en içten teşekkürlerimi sunarım.

Bu yüksek lisans tezi İTÜ BAP birimi tarafından 39934 proje numarasıyla desteklenmiştir.

Aralık 2017

Gökhan Altıntaş
(Elektrik ve Kontrol Müh)



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ	xv
ŞEKİL LİSTESİ	xvii
ÖZET	xix
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
1.2 Literatür Araştırması	3
2. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTOR	7
2.1 Çalışma Prensipleri	7
2.2 Rotor Yapısı	8
2.3 Matematiksel Modeli	10
3. ALGILAYICISIZ KONTROL	15
3.1 Kalman Filtresi	16
3.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi	18
3.3 SMSM için Genişletilmiş Kalman Filtresinin Oluşturulması	20
4. OPTİMİZASYON	25
4.1 Genetik Algoritma	25
4.2 Genetik Algoritma ile Genişletilmiş Kalman Filtresi Optimizasyonu	26
5. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI	29
5.1 Benzetim Modeli	29
5.1.1 Genişletilmiş kalman filtresinin başarımı	29
5.1.2 Genişletilmiş kalman filtresinin optimizasyonu ve başarımı	37
5.2 Deney Sonuçları	43
5.2.1 Sayısal işaret işleyici ve sürücü	43
5.2.2 Genişletilmiş kalman filtresinin uygulanması	45
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	49
KAYNAKLAR	51
ÖZGEÇMİŞ	55



KISALTMALAR

SMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
GA	: Genetik Algoritma
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru





SEMBOLLER

V_{qs}^r	: Gerilim Q Eksen Bileşeni
V_{ds}^r	: Gerilim D Eksen Bileşeni
I_{qs}^r	: Akım Q Eksen Bileşeni
I_{ds}^r	: Akım D Eksen Bileşeni
L_q	: Endüktans Q Eksen Bileşeni
L_d	: Endüktans D Eksen Bileşeni
R_s	: Stator Sargı Direnci
λ_{pm}	: Sürekli Mıknatıs Akısı
λ_s	: Stator Akısı
T_e	: Elektromanyetik Moment



ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 5.1 : Motor parametreleri.....	29
Çizelge 5.2 : Genetik Algoritma parametleri.....	37
Çizelge 5.3 : Algoritmanın hesaplamaları.	38





ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : SMSM yapısı.....	7
Şekil 2.2 : SMSM’de mıknatısların rotora farklı konumda yerleşimleri, a) Çıkık kutuplu sargılı b)Tek bariyerli, c)Dış yüzeyli, d)İç yüzeyli, e)Simetrik, f)Asimetrik [45].	10
Şekil 2.3 : SMSM’nin d ve q eksen takımlarına indirgenmiş eşdeğer devresi.	11
Şekil 3.1 : Algılayıcısız kontrol akış adımları.	15
Şekil 3.2 : Algılayıcısız kontrolün bir motor üzerinden blok diyagramı.	16
Şekil 3.3 : Ayrık durum uzay modelinin gösterimi.	17
Şekil 3.4 : Kalman filtresi adımlarının akış diyagramı.	18
Şekil 3.5 : Kalman filtresinin durum uzay gösterimi üzerinden blok diyagramı.....	20
Şekil 3.6 : SMSM için Genişletilmiş Kalman Filtresi blok gösterimi.	23
Şekil 4.1 : Genetik algoritma işaret akış diyagramı.....	26
Şekil 5.1 : Kurulan benzetim modeli.	30
Şekil 5.2:Motorun rastlantısal R ve Q matrisleri altında 3000 d/dk referans hız girişinde çalışması.....	31
Şekil 5.3 : R’nin Q’dan büyük olduğu durum için motor davranışı.	32
Şekil 5.4 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 3000 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.....	33
Şekil 5.5 :Yenilenen Q ve R matrisleriyle 500 d/dk’lık hız girişinde motor davranışı.....	34
Şekil 5.6 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 1000 d/dk’lık hız girişinde motor davranışı.	35
Şekil 5.7 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 2000 d/dk’lık hız girişinde motor davranışı.	35
Şekil 5.8 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 3000 d/dk’lık hız girişinde sargı dirençleri 2 katına çıkarıldığında motorun davranışı.	36
Şekil 5.9 : Genetik algoritmanın 20 nesil için hesaplamalarının gösterimi.	38
Şekil 5.10 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 3000 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.....	39
Şekil 5.11 : Optimize edilen ve edilmemiş durumlarda motor davranışı.	40
Şekil 5.12 : Optimize edilen ve edilmemiş durumlardaki davranışın yakından gösterimi.	40
Şekil 5.13 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 2000 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.....	41
Şekil 5.14 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 1000 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.....	42
Şekil 5.15 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 500 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.....	42
Şekil 5.16 : Kullanılan küçük güçlü motor.....	43
Şekil 5.17 : Deney Düzenegi.	43
Şekil 5.18 : C2000 mikrodenetleyicisi.....	44
Şekil 5.19 : DRV8301 sürücü kartı.	44
Şekil 5.20 : Uygulamada deneme – yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle motorun 3000 d/dk referans hız için davranışı.	45
Şekil 5.21 : Uygulamada deneme – yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle motorun 2000 d/dk referans hız için davranışı.	46

Şekil 5.22 : Uygulamada deneme – yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle motorun 1000 d/dk referans hız için davranışı.....	46
Şekil 5.23 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle motorun 3000 d/dk referans hız için davranışı.	47
Şekil 5.24 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle motorun 2000 d/dk referans hız için davranışı.	47
Şekil 5.25 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle motorun 1000 d/dk referans hız için davranışı.	48



SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORDA ALGILAYICISIZ KONTROL YÖNTEMİNİ GELİŞTİRMEYE KATKILAR

ÖZET

İnsan hayatının vazgeçilmez bir parçası haline gelen elektrik makineleri en büyük elektrik tüketicisi konumunda olup teorisi, kontrolü, üretimi ve maliyeti konusunda gün geçtikçe ilerlemeler kaydedilmektedir.

Elektrik makineleri ana olarak doğru akım, asenkron ve senkron makine olarak üçe ayrılırlar. Asenkron makinelerde stator ve rotor arasındaki etkileşim döner alanın rotorda gerilim endükleme sonucu ortaya çıkar. Senkron ve doğru akım makinelerinde ise endüvi alanı ile uyarma alanı arasındaki etkileşim söz konusudur. Senkron makinelerde yuvarlak rotorlu ve çıkık kutuplu makine tiplerinde rotorda bulunan sargılar doğru gerilim ile beslenerek uyarma alanı oluşturulur. Doğru akım makinelerinde ise duran kısımda yerleşik olan uyarma sargıları beslenir, rotora ise fırça-kollektör düzeneği üzerinden ulaşılır. Her iki makine için de uyarma sargıları ve uyarma kayıpları mevcut olup sürtünmeli fırça düzenekleri kullanılmaktadır.

Elektrik makinelerinde verimliliğin öneminin artması sonucunda uyarma sargı kayıplarını yok etmek adına mıknatıslı motor teknolojileri ön plana çıkmıştır. Son yıllarda malzeme biliminde yaşanan gelişmeler sonucunda daha kuvvetli ve özel mıknatıslar üretilebilmiş ve daha büyük güçlü mıknatıslı elektrik motorlarının üretilmesinin önü açılmıştır. Uyarma sargısına sahip senkron ve doğru akım makinelerinde mıknatısların kullanılması mümkündür. Bu durum sürütülmeli fırça-kollektör yapısını da ortadan kaldırmaktadır. Mıknatısla uyarılan makineler mıknatıslı makina, elektronik komütasyona sahip makineler ise fırçasız makina olarak adlandırılmaktadır. Ancak mıknatıslı yapının kontrol edilmesi için rotorun konumunun bilinmesi gerektiğinden farklı kontrol yöntemlerine ihtiyaç doğmuştur.

Sürekli mıknatıslı senkron motor bu gelişen teknolojiye ayak uydurarak ortaya çıkmış bir motordur. Sürekli mıknatıslı senkron motorlar ya da fırçasız doğru akım makinelerinin stator yapıları geleneksel üç faz sargı dağılımını barındırırken, rotorlarında mıknatıslar vardır. Endüklenen gerilimin dalga şekli trapezoidal ise fırçasız doğru akım makinası, sinüsoidal ise sürekli mıknatıslı senkron motor olarak adlandırılırlar. Mıknatısları rotorda bulunan motorlarda hava aralığı sabit ya da değişken yapılabilir, mıknatıslar farklı şekillerde yerleştirilebilir. Rotor yapısı, mıknatısların konumu ve miktarı motorun karakteristiğini doğrudan etkiler.

Elektrik makinelerinin verimini artırma, maliyetini düşürme gibi çalışmalar makina genelde tasarlanırken göz önüne parametreler olmakla birlikte, makina tasarlandıktan sonra da dikkate alınması gereken çalışmalardır. Üretim maliyetinin yanı sıra işletim maliyetleri de göz önüne alınmalıdır. Bir makina yüksek verimle çalışacağı noktadan uzakta çalıştırmak makinanın verimliliğini düşürür. Dolayısıyla da güç başına maliyet artmış olur ve bu da kullanıcıyı memnun etmez. Verimsiz çalışma işletme maliyetlerini artırır. Kontrol yöntemleri zaman ve enerji maliyeti tasarrufunda doğrudan etkilidir.

Mıknatıslı makinelerin kontrolünde mıknatıslar ile diğer sargının yarattığı manyetik alanın etkileşimini sağlamak için rotor konumunu bilmek gerekir. Rotor konumu algılayıcı ya da algılayıcısız olmak üzere iki şekilde belirlenebilir. Algılayıcı kontrol, motorun içine yerleştirilen algılama elemanlarının verdiği bilgiye dayanarak yapılır. Bu algılayıcılar hall sensörü, optik kodlayıcı ya da optik çözücü olabilir.

Algılayıcılardan konum bilgisi, akım bilgisi gibi büyüklükler alınabilmektedir. Rotorun konum bilgisini verebilmesi için bu algılayıcıların makinanın tasarım aşamasındayken yapıya eklenmesi gerekir. Yapıya eklenecek bu elemanlar maliyeti arttırdığı gibi makinanın bakım ihtiyacını artırır ve bozulmaları durumunda işletme güvenliğini tehlikeye sokar. Ayrıca bu elemanların da ihtiyaç duyduğu besleme geriliminden dolayı makina yapısı daha da karmaşık hale gelmektedir. Algılayıcı kontrolde çıkıştan alınan bilgi, gerçek bilgidir ve referans girişle karşılaştırılarak bir hata işareti elde edilir. Bir sonraki geri besleme adımında kontrolör, hata işaretini minimum yapacak şekilde çalışır. Kontrolör parametrelerine göre minimum yapma süresi değişkenlik gösterir. Algılayıcı kontrolün, maliyeti artırması, makina yapısını karmaşık hale getirmesi gibi etmenlerden dolayı makinayı algılayıcı kullanmadan kontrol etme yöntemlerine yoğunlaşmıştır.

Algılayıcısız kontrol skaler ve vektörel kontrol olarak ikiye ayrılabilir. Skaler kontrol, makinadaki akıyı sabit tutacak şekilde giriş gerilimi ile frekansın oranının sabit tutulmasına dayanır. Anma gerilimine kadar gerilim ve frekans belirli bir oran dahilinde artırılır, bu bölgeye sabit moment bölgesi denir. Anma geriliminin üstüne çıkılmaz ancak frekans artırılmaya devam edilebilir ve bu çalışma bölgesine sabit güç bölgesi denir. Bu yöntemle hız kestirimi yapılır ancak motorun geçici hal performansı yüksek değildir. Yüksek performans ihtiyacı vektör kontrolünü ortaya çıkarmıştır. Alan açısının yani rotor konumunun da kestirimi isteniyorsa vektör kontrolü kullanılır. Vektör kontrolü ile makinanın üç faz gerilimleri ve akımları dq eksen takımına indirgenir. Böylece doğru akım makinasında olduğu gibi moment ve hız iki farklı akım bileşeni ile kontrol edilebilir. Sadece genlik değil akım ile akı arasındaki açı da devreye girdiği için moment kontrolü daha etkin olur ve geçici hal davranışı da daha iyi olur. Alanın konumunu, açısını ölçmek zor olduğu için birçok kestirim algoritması geliştirilmiştir. Bu algoritmaların bazıları açık çevrim, bazıları ise kapalı çevrim çalışmaya uygundur. Açık çevrim kestirim algoritmasına örnek model tabanlı uyarlanabilir kontrol verilebilirken, kapalı çevrim yönteme örnek olarak Kalman filtresi ve Luenberger gözleyicisi verilebilir. Luenberger gözleyicisinin performansı sürekli hal yanıtı olarak Kalman filtresinin gerisindedir.

Kalman filtresi 1950'li yıllarda bulunuşundan beri uçak, uzay, makina, elektrik-elektronik alanında sıklıkla kullanılmaktadır. İstatistiksel temele sahip olan bu yöntem geçmişteki değerlerden gelecekteki değeri, ölçülebilen büyüklüklerden ölçülemeyen büyüklükleri kestirmede kullanılabilir. Kalman filtresi, iyi bir geçici hal yanıtı vermesi, bozucu etkileri bastırması gibi avantajlarından dolayı diğer gözleyici tabanlı algoritmaların önünde yer almaktadır. Kalman filtresinin matematiği, kullanılacak olan sistemin durum uzay modeli üzerine kurulur. Filtre, sistemin gürültülerini ve ölçme gürültülerini de hesaba kattığı için gerçekçi sonuçlar verir. Durum uzay modeline eklenen sistem ve ölçme gürültüleri ortalama değeri sıfır olan beyaz gürültüdür. Bu gürültülerin kovaryans matrisleri olan Q ve R matrislerinin değerleri sistemin başarımına etki eder. Q'nun yüksek değerlerde olması sistem gürültülerinin yüksek olduğunu belirtir; bu da model parametrelerinde belirsizliğe yol açar. R değerinin yüksek olması ise ölçüm gürültülerinin yüksek olmasına tekabül eder. Bir çok uygulamada bu matrislerin değerlerinin bulunması deneme-yanılma yoluyla gerçekleşir. Q, R'den baskın olursa filtenin kazancı yüksek, geçici hal yanıtı iyi olur. R, Q'dan baskın olursa ise filtre kazancı düşük olur. Bu değerlerin çok yüksek ya da çok düşük olduğu durumlarda ise filtrede kararsızlık problemleri çıkar, dolayısıyla bu matrislerin bileşenlerinin en iyi şekilde seçilmesi gerekir.

Optimizasyon, işlemi eldeki imkanların en iyi şekilde kullanılması olarak da adlandırılabilir. Optimizasyon işlemi yapılacak problem matematiksel bir problem ise klasik cebrik yöntemler her zaman işe yaramayabilir. Dolayısıyla yapay zeka algoritmalarından yararlanılır. Genetik algoritma, evrim teorisine dayanan doğadan esinlenen bir algoritmadır. Bu algoritma ilgilenilen problemin maksimum ya da minimumunu evrim teorisine benzer şekilde oluşturulmuş adımlarını takip ederek bulur. Optimizasyon işlemi elektrik makinasına uygulanırken optimize edilecek uygunluk fonksiyonu seçilir. Bu seçme işlemi gerçek çıkış ile referans giriş arasındaki farkı baz alan hata işareti temellidir. Hata işareti temelli bu uygunluk fonksiyonları minimum yapılarak aslında çıkış işaretinin referans giriş işaretine olabildiğince yaklaşması sağlanır.

Bu çalışmada bir sürekli mıknatıslı senkron motor üzerine Kalman filtresi yapısı uygulanmıştır. Benzetim çalışmalarında ilk önce Kalman filtresinin rastlantısal Q ve R matrisleri ile çalışma performansı incelenmiştir. Farklı hız referans girişlerinde filtrenin başarımları irdelenmiştir. Daha sonra uygulamada deneme-yanılma yoluyla bulunan R ve Q matris değerleri genetik algoritma kullanılarak optimize edilmiştir. Uygunluk fonksiyonu olarak hatanın karesinin integrali (Integral square error) kullanılmıştır. Optimize edilen yeni R ve Q matrisleriyle benzetimler tekrarlanmış ve başarımlarının arttığı görülmüştür.

Benzetim çalışmaları sonucunun başarılı olmasıyla uygulamaya geçilmiştir. Uygulamada 69 W, 3000 d/dk, 24 V anma parametrelerine sahip Hall sensörlü sürekli mıknatıslı senkron motor, sayısal işaret işleyici olarak Texas Instruments firmasının C2000 serisinden TMS28027F işlemcisi kullanılmıştır. Motorun sürme işlemi DRV8301 kartı üzerinden gerçekleştirilmiş olup, Kalman filtresi C dilinde Code Composer Studio geliştirme ortamında yazılmıştır. İstenen büyüklüklerin gözlemlenebilmesi amacıyla geliştirme ortamının eklentisi GUI Composer kullanılmıştır. Yazılan kodla sisteme referans hız girişleri verilmiş olup, gerçek hız çıkışı ise Hall sensörleri üzerinden okunarak filtrenin başarımları test edilmiştir. Optimizasyon sonuçları ile elde edilen R ve Q matris bileşenleri, yazılan kodda kullanılarak filtrenin başarımları gerçek sistemde de ortaya konmuştur. Farklı R ve Q matrislerinin sisteme etki noktasında deneysel sonuçların benzetim sonuçlarıyla örtüştüğü, R ve Q matrislerinin optimize edilmesiyle filtre başarımlarının arttığı görülmüştür.



CONTRIBUTIONS TO IMPROVE THE METHOD OF SENSORLESS CONTROL OF PMSM

SUMMARY

Electrical machines that become indispensable for human life are the greatest energy consumer in electrical networks and advances in its theory, control, manufacturing and cost are reached day by day.

Electric machines are mainly divided into three as direct current, induction and synchronous machines. In induction machines, the interaction between the stator and the rotor results in the voltage induction by rotating field. In synchronous and direct current machines, the interaction between the armature field and the excitation field is the subject. In synchronous machines, the windings on the rotor namely round rotor and salient pole are fed with the direct voltage to create the excitation field. In direct current machines, the excitation windings located in the stationary part are fed and the rotor is connected via brush-collector arrangement. For both machines, excitation windings and excitation losses exist and brush assemblies with friction are used.

As a result of increased attention for importance of efficiency in electrical machines, magnet motor technology has come to forefront in order to eliminate excitation winding losses. In recent years, as a result of developments in materials science, stronger and more special magnets could be produced and the production of greater power electric motors is available. It is possible to use magnets in the motors which include excitation windings such as synchronous and direct current machines. This situation also removes the brush-collector structure. Magnetically excited machines are called magnet machines and machines with electronic commutation are called brushless machines. However, since the position of the rotor is to be known in order to control the motor, different control methods are required.

The permanent magnet synchronous motor is a motor that was born related to fastly developing technology. The stator structures of permanent magnet synchronous motors or brushless direct current machines have a conventional three-phase winding distribution, while the rotors have magnets. If the induced voltage wave is trapezoidal it is called brushless direct current machine, if the wave is sinusoidal it is called permanent magnet synchronous motor. In the motors, rotors including magnet, the air gap length can be constant or variable, the magnets can be placed to different positions. The rotor structure, position and size of the magnets affect the characteristics of the motor directly.

Increasing the efficiency of the electric machines, lowering the cost, etc., are generally considered when the machine is designed, but it must also be taken account after the machine has been manufactured. In addition to the production cost, operating costs should also be considered. Operating a machine away from highest efficiency, reduces the efficiency of the machine. Therefore, the cost per power is increased and this does not satisfy the user. Inefficient operation increases operating costs. Control methods are directly influential on time and energy cost savings.

In the control strategy of the magnet machines, it is necessary to know the position of the rotor in order to ensure the interaction between magnets and the magnetic field generated by the other windings. The rotor position can be determined in two ways namely sensed and sensorless. The sensed control is based on the information provided by the sensing elements placed in the motor. These sensors may be hall sensors, optical encoders or optical decoders. From sensors, position information and current information can be obtained. These sensors must be added to the structure while the machine is in the design phase so that the rotor can give position information. Attaching these elements to the structure increases the cost as well as the maintenance needs of the machine and in case of corruption, it will endanger the operational security. Moreover, due to the supply voltage required by these elements, the machine structure becomes more complex. The information from the output in the sensed control is the actual signal and an error mark is obtained by comparing it with the reference input. In the next feedback step, the controller runs to minimize the error mark. The running time for minimizing varies according to the controller parameters. Since sensed control has disadvantages such as increasing cost, complicating machine structure, researches are focused on the methods of controlling the machine without using a sensor.

The sensorless control can be divided into scalar and vector control. The scalar control is based on keeping the ratio of input voltage to frequency constant so as to keep the flux in the machine constant. The voltage and frequency are increased within a certain ratio up to the nominal voltage, which is called the constant moment operation. It can not be increased over the rated voltage, but the frequency can continue to be increased and this operational section is called the constant power operation. Speed estimation is performed by this method, but the transient state performance of the motor is not high. The high performance requirement leads way to vector control. Vector control is used if estimation of field angle or rotor position is also desired. With vector control, the machine's three-phase voltages and currents are transformed to dq axis reference frame. Thus, torque and speed can be controlled by two different current components, as in DC machines. Not only the amplitude but also the angle between the current and the flux are taken into consideration, so the moment control becomes more effective and the transient behavior is improved. Since the position of the field angle is difficult to measure, many estimation algorithms have been developed. Some of these algorithms are open-loop, others are closed-loop. An example model-based adaptive control can be given to the open loop estimation algorithm while the Kalman filter and the Luenberger observer can be given as closed loop method examples. The performance of the Luenberger observer lies behind the Kalman filter in terms of steady state response.

Since its founding in the 1950's, the Kalman filter has been widely used in aircraft, space, machinery, and electronics. This method, which has a statistical basis, can be used in estimating the future value from past values and estimating the quantities that can not be sensed from measurable quantities. The Kalman filter comes before other observer-based algorithms because of its advantages such as good transient response, disturbance rejection effects, etc. The mathematics of the Kalman filter is based on the state space model of the system to be used. The filter gives realistic results since it considers the system and measurement noises. System and measurement noises are white noises with an average value of zero added to the state space model. The values of the Q and R matrices, which are the covariance matrices of these noises, affect the performance of the system. Higher values of Q indicate that system noises are high;

which leads to uncertainty in the model parameters. The higher the R value, the higher the measurement noises. In many applications, the values of these matrices are found through trial and error method. If Q is dominant to R , the gain of the filter is high, transient response is good. If R is dominant to Q , the filter gain is low. In cases where these values are too high or too low, problems of instability in the filter arises, so that the components of these matrices must be optimized.

Optimization can be called the best way to use the facilities available, or it can be called a minimizing or maximizing problem. If the problem of optimization is a mathematical problem, classical algebraic methods may not be always sufficient. Therefore, artificial intelligence algorithms are used. The genetic algorithm is a natural-inspired algorithm based on the theory of evolution. This algorithm finds the maximum or minimum of the problem concerned by following the steps which are similar to the evolution theory. When the optimization process is applied to the electric machine, the fitness function to be optimized is selected. This selection is based on the error signal based on the difference between the actual output and the reference input. These error functions based on the error signal are minimized to make the output signal as close as possible to the reference input signal.

In this study, a Kalman filter structure was applied on a permanent magnet synchronous motor. In simulations, firstly Kalman filter's performance is evaluated with random Q and R matrices. The performances of the filter in different speed reference inputs are examined. Then, R and Q matrix values which are found by trial and error method in the application were optimized by using genetic algorithm. Integral square error was used as the fitness function. Simulations with new optimized R and Q matrices were repeated and performance was improved.

Since the result in the simulations are successful, practical case was initiated. In the application, hall sensed permanent magnet synchronous motor with the parameters of 69 W, 3000 rpm, 24 V and TMS28027F processor of C2000 series of Texas Instruments as digital signal processor were used. The driving was performed by the DRV8301 card, and the Kalman filter was written in the C language in the Code Composer Studio development environment. GUI Composer was used as an extension of the development environment so that the desired sizes can be observed on the graphic user interface. The reference inputs were given to the system with the code written and the actual speed output was read through the Hall sensors and the filter performance was tested. The R and Q matrix components obtained by the optimization process were used in the code and the filter performance was also evaluated in the real system. It was shown that the simulations results substantially match up with the experimental results and the filter performance was improved by optimizing the R and Q matrices.

1. GİRİŞ

Girişine uygulanan elektrik enerjisini çıkışında mekanik enerjiye çeviren makinelere elektrik motoru denir. Her elektrik motoru biri sabit diğeri dönen iki ana kısımdan oluşur. Bu parçalar da kendi içinde elektrik akımını ileten sargılar, manyetik akıyı ileten kısımlar ve diğr yapılar şeklinde kısımlara ayrılabilir [1]. Elektrik motorları, alternatif akım ile de doğru akım ile de çalışabilmektedirler. Günümüzde, elektrik enerjisinin bulunduğu ve mekanik enerjiye ihtiyaç duyulan her alanda kullanılan elektrik motorları insan hayatının vazgeçilmez bir unsuru olmuş durumdadır. Sürekli gelişen teknoloji ile birlikte elektrik motorlarının verimini artırma, yapımını kolaylaştırma, maliyetini düşürme çabaları hızla artmıştır. Gelişen endüstriyel uygulamalar ve son kullanıcı sistemleri ihtiyaç duyulan gücü artırmıştır bu da elektrik motorlarında verim kavramını önemli bir noktaya getirmiştir. Geleneksel yapıda imal edilen senkron ve doğru akım motorları yapılarında bulunan fırça – kolektör sistemleri ve uyarma alanı için harici kaynak gerektirmeleri gibi etmenler bu motorların verimini düşürmektedir. Ayrıca fırça-kolektör gibi düzenekler bakım gerektirmekte ve motorların uygulama alanlarını kısıtlamaktadır. Bu nedenlerden ötürü fırçasız motorlara olan ilgi artmış ve verimleri ve güvenilirlikleri yüksek olan fırçasız motorların kullanımı yaygınlaşmıştır. [1]. Motorların kullanımının yaygınlaşmasıyla beraber kontrol sistemleri de gelişmiştir ve sürücü devrelerinde donanımsal ve yazılımsal olarak birçok geliştirme yapılmıştır. Böylece bu fırçasız ve sürekli mıknatıslı senkron motorlar uygulamalarda popüler hale gelmiştir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) temel olarak geleneksel senkron motor ile aynı yapıdadır ancak bazı yapısal farklılıkları bulunur. Geleneksel yapıdaki bir senkron makinanın endüvi sargıları statorunda iken rotorunda uyarma sargıları yer alır. Endüvi sargıları statora açılan oluklara dağıtılmıştır ve bu sargılar alternatif gerilim ile beslenir. Rotorda bulunan uyarma sargıları ise doğru akım ile beslenir [2]. Sürekli mıknatıslarda meydana gelen teknolojik ve maddesel gelişim sonucunda senkron motorun rotorunda bulunan uyarma sargılarının görevini mıknatıslar üstlenmeye başlamıştır. Uyarma alanının sürekli mıknatıslarla sağlanması senkron motorda hem

Üretimsel hem de bakım alanında stnlkler sağlamıştır. Rotorda sargılar yerine mıknatısın olması rotor boyutlarını kltmş, makinanın güç yoğunluğunu artırmış, dolayısıyla moment/atalet oranı da daha yüksek olmuştur [3]. Sargıların yerini mıknatıslar aldığından dolayı rotorda bakır kayıpları oluşmaz. Fırça – kolektör düzenleri olmadığı için bakım ihtiyaçları azdır. SMSM stator sargıları klasik üç fazlı sargı yerleşimindedir ve bu sargılar bir evirici üzerinden beslenir. Eviricideki komütasyon adımları rotor konumuna bağlı olarak gerçekleşir. Buna göre altı anahtarlı eviricide her komütasyon adımımda iki anahtar iletimde olur. Eviricideki hangi anahtarların iletimde olacağı ise rotordan bir algılayıcı vasıtasıyla alınan veya algılayıcısız kontrol algoritmasıyla kesitirilen konum bilgisine bağlı olarak belirlenir [4]. Algılayıcılı kontrol yöntemlerinde konum algılamada alan etkili algılayıcı (hall algılayıcı), optik kodlayıcı veya aı algılayıcı kullanılır [5].

1.1 Tezin Amacı

Elektrik makinalarının kontrolü skaler ve vektörel kontrol olarak ikiye ayrılır. Skaler kontrolde makina da ilgilenilen büyüklüğün sadece genliği ile ilgilenilir. Ancak makina da birçok büyüklüğün genliğe ek olarak faz açısı da vardır. Dolayısıyla moment, akı, akım gibi büyüklüklerin vektörel olarak değerlendirilmesi gerekir, bu kontrol yöntemi de vektör kontrolü olarak adlandırılmaktadır. Vektör kontrolü yöntemleri direkt moment kontrolü ve alan yönlendirmeli kontroldür. Alan yönlendirmeli kontrolün (Field Oriented Control) alışma ilkesi doğru akım motorlarının çalışma ilkesinin taklit edilmesine dayanır [6]. Alan yönlendirmeli kontrolde, stator akım ve gerilimleri rotorun enine ve boyuna eksenler (d ve q) bileşenleri olmak üzere iki büyüklüğün toplamı olarak ifade edilir [7]. Sinüsoidal faz akımları, rotorun konumu ile bağlantılı olarak oluşturulur [8]. SMSM'deki mıknatısların manyetik alanıyla stator manyetik alanı birbirine daima dik tutulmaya çalışılarak maksimum moment üretim hedeflenir [9]. Alan yönlendirmeli kontrol ile motorun geçici hal yanıtı da kontrol altında tutulmaya çalışılır böylece motor kontrolünün çalışma aralığı genişletilmiş olur, moment salınımları denetim altında tutulur.

Surekli mıknatıslı motorlarda kullanılan mekanik konum algılayıcıları sistemin maliyetini, hassasiyetini, hacmini, ağırlığını ve bağlantı elemanlarını artırmaktadır. Bu etmenlerden dolayı algılayıcısız kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Algılayıcısız

kontrol yöntemleri temel olarak makina modeline bağlı olarak ölçülebilen büyüklüklerden ölçülemeyen büyüklükleri kestirmeye dayanır. Makina besleme gerilimleri, akımlarının d-q eksen takımlarına indirgenmesiyle başlayan süreç, kestirim algoritmasıyla noktalanır. Kestirim algoritmasının başarımı makina parametrelerinin doğru bilinmesine bağlı olduğu gibi, kullanılacak elektronik bileşenlerin yeterliliğine de bağlıdır. Kestirim algoritmaları her çalışma noktasında istenen performansı gösteremeyebilir. Algoritma performansı algoritma parametrelerine de oldukça bağlıdır.

Bu çalışmada öncelikle, SMSM'nin çalışma prensibinden ve muadil motorlara göre üstünlüklerinden söz edilecektir. Literatürde yer alan kontrol yöntemlerinden kısaca bahsedilip çalışmada kullanılacak algılayıcısız hız kontrol yöntemindeki kestirim algoritması açıklanacaktır. Kestirim algoritmasının başarımı farklı hız referans girişlerinde değerlendirilecek ve kestirim algoritmasını geliştirmeye yönelik olarak algoritma parametrelerinin optimizasyonu yapılarak önceki duruma göre karşılaştırmalı sonuç ortaya konacaktır. Benzetim ve optimizasyon sonuçlarından elde edilen veriler pratikte bir SMSM üzerinde uygulanacaktır.

1.2 Literatür Araştırması

Skaler kontrol, stator frekansı ve gerilimini değiştirerek yapılan bir hız kontrol yöntemidir. Makinanın besleme gerilimi ile gerilimin frekansının oranı sabit tutularak geniş bir aralıkta hız kontrolü yapılabilir [10]. Anma frekansına kadar makinanın devrilme momenti sabit kalır. Bu çalışma bölgesinde hem gerilim hem de frekans belirli bir oranla artırıldığı için makinanın akımı da değişmez. Anma frekansının üstünde ise anma geriliminin üzerine sargıların yalıtımından dolayı çıkılamaz, dolayısıyla moment azalır ancak güç sabit kalır. Skaler kontrolün dezavantajı zamanla değişen motor akımını kontrol etmesidir.

Daha karmaşık yapıda olan vektör kontrolü ilk olarak F. Blaschke ve K. Hasse tarafından asenkron makinalar için önerilmiştir [11]. Hasse, 1968 yılında dolaylı alan yönlendirmeli kontrol üzerine teorik ve pratik önermeler ortaya koydu. F. Blaschke ise 1971 yılında doğrudan alan yönlendirmeli kontrolü önererek Hasse'nin çalışmasını bir adım öteye taşımıştır [12]. Böylece asenkron motoru serbest uyarmalı doğru akım motorunun yapısına benzeterek kontrol etme fikri doğmuştur. Alan yönlendirmeli kontrolde, motorun akım ve gerilimleri, rotorun enine (d) ve boyuna (q) bileşenlerine

ayrılarak iki farklı parametre kontrol edilir [13]. Dq0 dönüşümü 1929 yılında Robert H. Park tarafından bulunmuştur [14]. Üç faz akımı, d-q ekseninde konumu zamanla değişmeyen büyüklüklere dönüştürülür, üç faz akımı iki faz akımına indirildiği için de kontrol basitleştirilir. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemleri, model tabanlı yöntemler, işaret basma yöntemleri ve yapay zekâ algoritmaları olarak gruplanabilir [15].

Model tabanlı yöntemler uyarlanabilir ve uyarlanabilir olmayan yöntemler olmak üzere iki gruba ayrılır. Uyarlanabilir olmayan yöntemlerde stator gerilimleri ve akımlarını izleyen ve bunları işleyen konum kestirim algoritmaları kullanılır. Bu yöntemlerde başarımın elde edilebilmesi yüksek doğrulukta motor parametrelerinin bilinmesine bağlıdır [15].

Uyarlanabilir olmayan yöntemlerden akı kestirim algoritmasında, okunan akım ve gerilim değerlerinden halkalanan akı kestirilmektedir. Akıdan yararlanarak uydurulan ikinci dereceden polinom yardımıyla sonraki konum bilgisi hakkında tahmin yapılmaktadır [16]. Uyarlanabilir olmayan yöntemlerden bir diğeri aktif akı gözleyicileridir. 2008 yılında yapılan bir çalışmada bir çıkık kutuplu sürekli mıknatıslı senkron motor yuvarlak rotorlu motora benzetilerek konum tahmini yapılmıştır [17]. Çalışmada daha geniş bir hız aralığında ve daha küçük geçici hal yanıtına ulaşılmıştır. Akı ve anlık reaktif güce dayanan algılayıcısız hız tahmini algoritmaları da mevcuttur. Anlık reaktif güç ile direkt olarak bir kontrol algoritması türetilmemiş olsa da bu yöntemle ölçümden kaynaklı hataların önüne geçmek mümkün olmuştur [18]. Endüklenen hareket gerilimi (Back-EMF) ölçümüne dayanan algılayıcısız yöntemler en yaygın kullanılan hız kontrol yöntemleridir. Endüklenen hareket gerilimi değerleri eviricideki anahtarların ateşleme zamanını belirlemede kullanılır. Düşük hızlarda endüklenen hareket gerilimi de küçük olduğundan, düşük hızlarda bu yöntem başarılı sonuçlar vermemektedir [19].

Uyarlanabilir yöntemlerde, gerçek sistemden ölçülebilen büyüklükler kullanılarak konum tahmini veya ölçülemeyen büyüklüklerin tahmini yapılmaktadır. Ölçülen büyüklüklerle tahmin edilen büyüklük arasındaki fark hata işaretini oluşturur ve sistemde geri besleme olarak kullanılır. Düşük hızlardaki kontrol, karmaşık algoritmalar ve fazla hesaplama süresi bu yöntemlerin olumsuz yanlarıdır [20]. Durum gözleyicileri fikri ilk olarak doğrusal sistemler için 1960'larda David Luenberger tarafından ortaya atılmıştır [21]. Matematiksel modeli doğrusal olmayan sistemler için

de çalışmasını ilerleten David Luenberger, doğrusal olmayan sistemler için de bir yöntem sunmuştur. Bu yöntemle doğrusal olmayan sistem modelinin Jacobian matrisi oluşturulur ve bu matris yardımıyla her örnekleme anında büyüklükler doğrusallaştırılır [22]. Uyarlanabilir yöntemlerden bir diğeri model tabanlı uyarlanabilir kontroldür (MRAS). En yaygın olarak kullanılanları rotor akısı tabanlı, endüklenen hareket gerilimi ve stator akımı tabanlı olanlardır. Model tabanlı uyarlanabilir kontrol tabanlı yöntemler düşük hızlarda da oldukça başarılıdır ancak genel başarımı referans alınan modelin doğruluğuyla ilişkilidir [23]. Kayan kipli gözleyiciler (SMO) üzerine de literatürde yapılan çalışmalar bulunmaktadır. 2001’de Li ve Elbuluk tarafından yapılan bir çalışmada, motorun hızı ve konumu kayan kipli gözleyici ile kestirilmiştir [24]. Genişletilmiş Kalman filtresi ise parametre değişimine ve bozulmalara karşı diğer gözleyici algoritmalarına göre daha dayanıklıdır. Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) doğrusal olmayan sistemlerde yaygın bir şekilde kullanılır [25]. Bu algoritmanın en büyük sorun yoğun hesap gerektirmesi dolayısıyla da hesaplama süresinin uzunluğudur . Ancak sayısal işaret işlemedeki gelişmelerle beraber bu olumsuzluğun üstesinden kolaylıkla gelinebilmektedir.

İşaret basma yöntemlerinde motordaki endüktans değişimi kullanılmaktadır. Yüksek frekanslı gerilim veya akım işareti temel bileşenin üzerine enjekte edilmekte ve akım harmoniklerinden rotor konum bilgisi alınmaktadır. Bu yöntem ile kalkış anında ve düşük hızlarda konum bilgisi daha doğru bir başarımla elde edilebilmektedir. Bu, yöntemin diğer tekniklere göre bir üstünlüğüdür [26].

Algılayıcısız denetimde kullanılan yapay zekâ metotları; yapay sinir ağları, genetik algoritma ve bulanık mantık algoritmalarıdır.

2005 yılında Bilgin tarafından yapılan bir çalışmada, yapay sinir ağı modellenmiş ve farklı rotor konumlarında statora işaret basılarak öğrenme seti oluşturulmuştur [27].

Yapılan çalışmalarda konum tahmini hatasının oldukça düşük olduğu görülmüştür.

2005 yılında Caux yaptığı çalışma ile Kalman filtresi ile PI kontrolör ve biraz matematiksel eşitliklerden oluşan basit gözleyiciyi kıyaslamıştır [28]. Başarımlarını analiz ederek basit gözleyicinin performansının başarılı olduğunu ortaya koymuştur.

Qiu ve Wu ise 2006 yılında yaptıkları çalışma ile SMSM’nin Kalman filtresi ile algılayıcısız kontrolünü ortaya koymuşlardır [29]. Ortaya koydukları çalışmada filtrenin bazı durumlarda oluşan ıraksama problemine de çözüm üretmişlerdir.

Zheng, Li ve Fadel, 2007 yılında Kalman filtresi tabanlı algılayıcısız kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [30]. Çalışmalarında önerdikleri filtre yapısıyla bazı parametrelerin gerekliliğini ortadan kaldırarak filtresi basitleştirmişlerdir.

2009 yılında Zhang ve Feng, Kalman filtresiyle algılayıcısız kontrolü çıkık kutuplu SMSM için uygulamışlardır [31]. Yaptıkları çalışmayla filtrenin motor parametrelerine değişimini de incelemişlerdir.

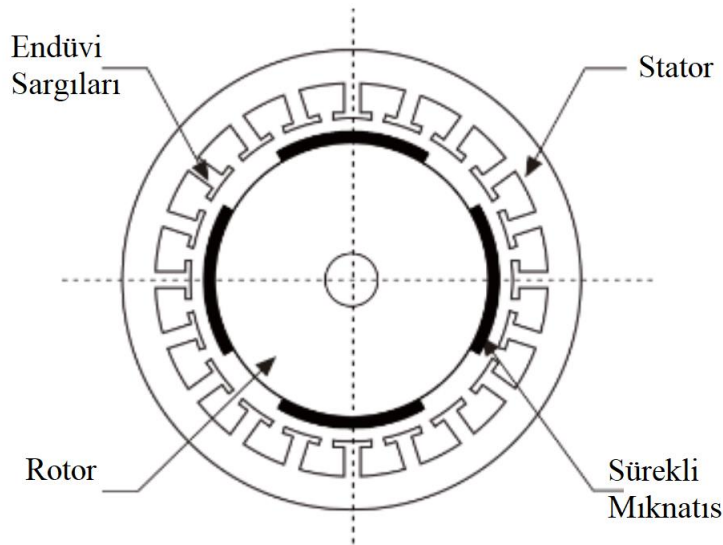
2014 yılında Chen, Liu ve Qu indirgenmiş dereceli Kalman filtresinin mıknatıslı makinalarda düşük hızlarda başarımını incelemişlerdir [32]. Michalski, Lopez ve Garcia ise 2016 yılında yaptıkları çalışma ile beş fazlı SMSM'nin Genişletilmiş Kalman Filtresiyle kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Benzetim üzerinde gerçekleştirdikleri çalışmada filtrenin başarımını yeterli bulmuşlardır.

2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR

2.1 Çalışma Prensibi

Senkron motorlar, besleme frekansına ve motorun kutup sayısına bağlı olarak her zaman senkron hızda döner. Stator ve rotorda iki ayrı manyetik alan üretilir dolayısıyla çift uyarmalı makinelerdir [33]. Bu motorların statorlarına alternatif akım, rotorlarına ise doğru akım verilir. Fırçalı doğru akım motorlarında tek yönlü düzgün moment oluşumu fırça-kolektör yapısı ile sağlanır. Fırça – kolektör düzeneği ile rotor akımının yönü sürekli değiştirilerek sürekli bir moment elde edilmiş olur. Fırçasız doğru akım motoru ve sürekli mıknatıslı senkron motor gibi motorlarda ise rotorda üretilmesi gereken manyetik alan, yerleştirilen sürekli mıknatıslarla sağlanır [34].

Rotordaki manyetik alanın sürekli mıknatıslar tarafından sağlanması diğer motorlara göre bir çok üstünlük getirmiştir. Uyarma sargılarının olmaması kayıpları azaltmaktadır, verimleri daha yüksektir. Aynı zamanda boyutları daha küçüktür. Dolayısıyla, birim hacimden elde edilen moment daha fazladır. Harici kaynaktan besleme ile uyarılan motorlara göre geçici hal başarımı daha yüksektir [34]. Yapısal olarak daha basit olduğu gibi bakım ihtiyaçları da azdır. Şekil 2.1’de bir SMSM yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.1 : SMSM yapısı.

2.2 Rotor Yapısı

Mıknatısların yerleşimine göre farklı rotor yapısına sahip SMSM'ler üretilmektedir. Mıknatısların rotordaki konumuna göre yüzeysel ve gömülü olarak ikiye adlandırılırlar. Yüzey mıknatıslı yapıda silindirik rotor yüzeyinin etrafında yer alan mıknatıslar gömülü mıknatıslı yapıda rotora gömülürler. Bu mıknatıslar rotor iç yüzeyine, rotora çubuk şeklinde, tekli ve çoklu bariyer şeklinde, eksenel laminasyonlu, segment yapıda, V şeklinde, W şeklinde yerleştirilebilir [37].

Yüzey mıknatıslı yerleşimde hava aralığındaki manyetik alan yoğunluğu yüksektir. Ancak yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmezler. Tercih edilecekler ise de rotorun etrafının titanyum gibi bir malzemeye kaplanması gerekmektedir, yüksek hızlarda rotor yapısının dağılmaması amacıyla. Gömülü mıknatıslı rotor yapısı, mekanik olarak daha dayanıklıdır. Gömülü mıknatıslı rotor tipinde ise enine ve boyuna endüktanslar birbirinden farklıdır. Bu durum, relüktans momentini oluşturur ve makinanın milinde daha fazla moment endüklenmesini sağlar [38]. Ayrıca, bu yerleşim alan kaybını azaltmaya daha uygun olduğu için yüksek hızlara çıkabilmek mümkündür.

Ekonomik açıdan en uygun olanlar yüzey mıknatıslı tipte rotora sahip motorlardır. Verimlilik ve enerji tüketimi açısından en uygun rotor tipleri V şeklinde gömülü ve dikey olarak gömülü mıknatıslı rotorlardır [39]. Ancak bu yapıdaki rotorların üretim maliyetleri yüksektir. Genel olarak ise gömülü mıknatıslı yapıya sahip rotorlar daha yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Yüksek hızlara çıkmaya ve yüksek moment elde etmek de mümkündür.

SMSM'lerde teknolojik gelişme mıknatısların gelişimiyle hızlanmıştır. Sürekli mıknatıslı motor uygulamalarının önündeki engeller düşük Curie sıcaklığı ve demir alaşımlarının darbeye karşı dayanımlarıdır [40].

İlk olarak 1930'larda Alnico mıknatısların ortaya çıkmasıyla sürekli mıknatıslı motorlara olan ilgi artmıştır [41]. Sürekli mıknatıslardaki, güç elektroniğindeki ve denetim algoritmalarındaki gelişmeler sürekli mıknatıslı motor tasarım ve uygulamalarını da artırmıştır [42]. Alnico mıknatısların remanans manyetizasyonu yüksektir fakat koersif kuvveti düşüktür. Demanyetizasyon eğrisi lineer değildir. Bu yüzden Alnico mıknatıslarının küçük boyutlu motorlar hariç kullanılması uygun değildir. Fakat yüksek Curie sıcaklığından ($\sim 850^{\circ}\text{C}$) dolayı halen kullanım alanı bulunmaktadır. Kobalt-Platin mıknatıslar geliştirilmesiyle daha yüksek fiziksel ve

manyetik başarımlı sağlandı ancak maliyetlerinin yüksek olmasından dolayı endüstride yaygınlaşamamıştır [43].

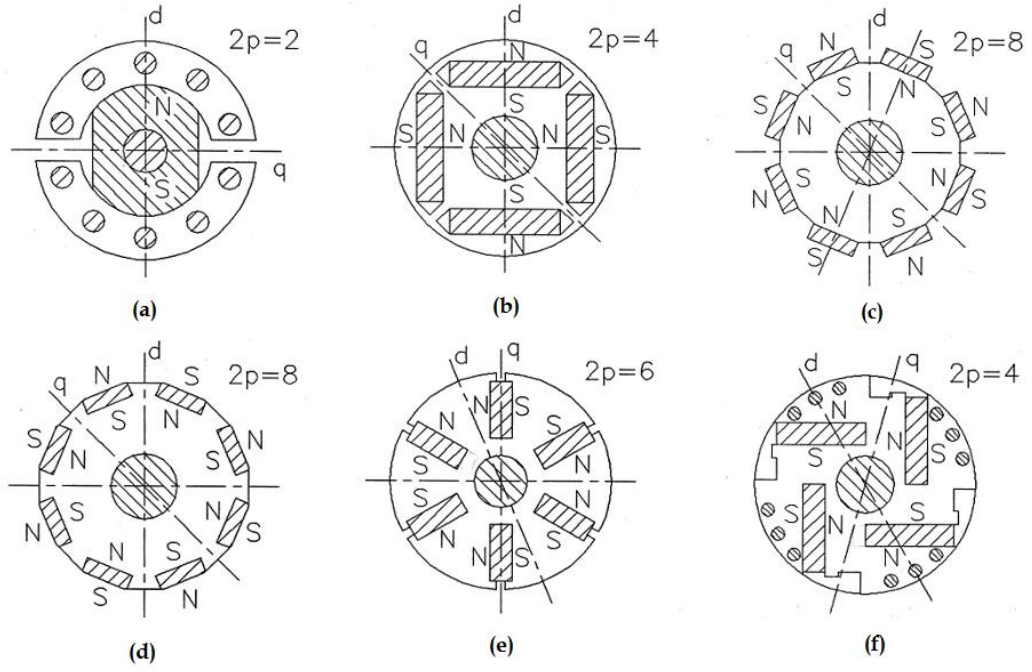
Ferit mıknatıslar 1950'lerde ortaya çıkmıştır. Bu malzemenin maliyeti düşük, koherzif etkisi yüksektir ve lineer bir demanyetizasyon eğrisine sahiptir. Remanans manyetizasyonu düşük olduğundan hava aralığında gerekli akıyı oluşturmak için daha fazla mıknatıs kullanmak gerekir [44]. Motor dinamik performansının yerine maliyetin daha önemli olduğu uygulamalarda tercih edilebilir.

1970 ve 1980'li yıllarda nadir toprak mıknatısları geliştirildi. Lantanit alaşımlarından yapılan bu mıknatıslar iki çeşittir: neodimyum mıknatıslar ve samaryum-kobalt mıknatıslar. Günümüzde kullanılan mıknatıslarda en güçlü mıknatıs malzemeleri nadir toprak elementleridir. 1975'lerde Samaryum-Kobalt (SmCo) malzemesinin gelişmesiyle manyetik akı yoğunluğu ve koersiflik ciddi ölçüde artmıştır [43]. Fakat pahalı olmalarından dolayı, yüksek güçlü servo sürücülerde, yüksek güç yoğunluğunun istendiği uygulamalarda tercih edilmiştir.

Neodimyum-Bor-Demir mıknatısların ortaya çıkmasıyla daha yüksek doyma manyetizasyonuna ve daha yüksek koersif etkiye ulaşıldı. Ayrıca, bu malzeme ile yapılmış mıknatısların Samaryum-Kobalt'a göre fiyatları daha düşüktür [44]. Curie sıcaklığının düşük olması ($\sim 312^{\circ}\text{C}$) bu malzemelerin kullanımını kısıtlamaktadır.

Özetle, bütün bunlar göz önüne alındığında motorun rotor yapısının mıknatısların türüne ve rotordaki yerleşimine bağlı olduğu söylenebilir. Rotor yapısındaki bu mıknatısların makinanın çıkış büyüklüklerine doğrudan etki ettiği de ifade edilir. Böylece farklı uygulamalarda farklı amaçlara hizmet etmek üzere SMSM'ler üretilir.

Şekil 2.2'de mıknatıs yerleşim yerine göre farklı rotor yapısında SMSM'ler görülmektedir. Şekil 2.2'de a bölümünde görülen yapı aslında çıkık kutuplu iki kutuplu klasik yapıdaki bir senkron makina rotorudur. Kutup ayaklarına sargılar yerleştirilerek endüvi reaksiyonun etkisi yok edilmek istenir. İlgili şeklin b şikkında tek akı bariyerli, c şikkında yüzey mıknatıslı, d şikkında yine yüzey mıknatıslı ancak rotor yüzeyinin içine doğru, e şikkında simetrik yerleşimli, f şikkında ise asimetrik yerleşimli rotor yapılarına yer verilmiştir. Bütün rotor yapılarında dikkat edilecek önemli bir nokta ise yüzey mıknatıslı da olsa gömülü mıknatıslı da olsa eksene simetrik yerleştirilen mıknatıs sayısı ile kutup çifti sayısının belirlendiğidir.



Şekil 2.2 : SMSM’de mıknatısların rotora farklı konumda yerleşimleri, a) Çıkık kutuplu sargılı b) Tek bariyerli, c) Dış yüzeyli, d) İç yüzeyli, e) Simetrik, f) Asimetrik [45].

2.3 Matematiksel Modeli

Bir döner elektrik makinası modellenirken elektriksel ve mekanik yana ilişkin eşitlikler yazılır. Elektriksel yana ilişkin denklemlerin yazılmasına endüvi sargılarına uygulanan gerilimin sargı dirençleri üzerindeki gerilim düşümüne ve endüktif karakterden dolayı endüklenen gerilimin toplamına eşit olmasıyla başlanır. Mekanik yana ilişkin denklem ya da denklemler ise motorun milindeki momentin yük momenti ile momentin eylemsizliğinden meydana gelen eylemsizlik momentinin toplamına eşit olmasını belirtir. Denklem (2.1), (2.2) ve (2.3) elektriksel yana ilişkin denklemleri belirtir [45].

$$V_a = R_a i_a + \frac{d}{dt} \lambda_a \quad (2.1)$$

$$V_b = R_b i_b + \frac{d}{dt} \lambda_b \quad (2.2)$$

$$V_c = R_c i_c + \frac{d}{dt} \lambda_c \quad (2.3)$$

Stator sargı dirençleri $R_a=R_b=R_c=R_s$ olmak üzere eşit alınırsa ve daha sonra dq0 eksen takımına geçmek için Park dönüşümü uygulanırsa Denklem 2.4 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \\ V_{0s}^r \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.4)$$

Sürekli mıknatısın akısı dq eksen takımında d eksenine hizalanır. Böylece dq eksen takımının rotor eksenleriyle aynı açıda dönmesi sağlanır.

Bu bilgilere göre akı için Denklem 2.5 yazılır.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{ds}^r & 0 & 0 \\ 0 & L_{qs}^r & 0 \\ 0 & 0 & L_{0s}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{pm} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

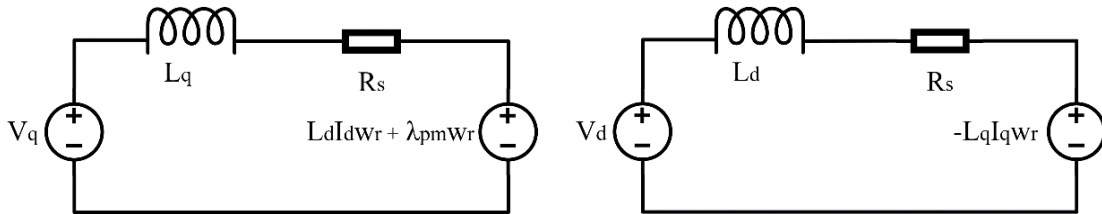
Denklem 2.5'in türetilmesiyle Denklem 2.6 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds}^r & 0 & 0 \\ 0 & L_{qs}^r & 0 \\ 0 & 0 & L_{0s}^r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Denklem 2.5 ile Denklem 2.6, Denklem 2.4'te yerine koyulursa Denklem 2.7 oluşturulmuş olur.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \\ V_{0s}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds}^r & 0 & 0 \\ 0 & L_{qs}^r & 0 \\ 0 & 0 & L_{0s}^r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L_{qs}^r & 0 \\ L_{ds}^r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{0s}^r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \omega_r + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \\ 0 \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.7)$$

Böylece SMSM'nin dq eksen takımındaki eşdeğer devresi aşağıdaki gibi elde edilmiş olur.



Şekil 2.3 : SMSM'nin d ve q eksen takımlarına indirgenmiş eşdeğer devresi.

SMSM'lerde en yüksek momenti elde etmek için rotor manyetik alanıyla stator manyetik alanı birbirine daima dik tutulmalıdır. Momenti en yüksek değerde tutmak ve dönüş hareketinde tam sürekliliği sağlamak için rotorun konumu bilgisine ihtiyaç vardır. Rotorun konum bilgisiyle sürücü devresi üzerinden fazlar enerjilendirilir.

Senkron motorda rotor akısının konumu d eksenini, buna dik olan eksen ise q eksenini oluşturur. Stator akımlarının q eksenindeki bileşeni, istenilen momenti sağlamak için kullanılırken, d eksenindeki bileşeni sıfıra eşitlenir. Fakat bazı durumlarda yüksek hızlara çıkılmak istenirse dik bileşen alan zayıflatma için kullanılabilir. Mıknatıslara ters yönde manyetik alan uygulanarak rotorun uyarma alanı zayıflatılmış olur ve endüklenen hareket gerilimi düşürülür. Böylece motorun devir sayısını arttırmak mümkün hale gelir.

Motorun gücü, üç fazın güçleri toplamına eşittir. Park dönüşümü uygulanarak dq eksen takımında motorun gücü Denklem 2.8'deki gibi elde edilir.

$$P_{dq} = \begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \\ V_{0s}^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Enerjinin zamanla değişimi güç ifadesini verir. Buna göre Denklem 2.9 elde edilir.

$$\frac{dW}{dt} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \\ \lambda_{0s}^r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & 3/2 & 0 \\ -3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} w_r \quad (2.9)$$

Enerji iş olarak tanımlanırsa, moment ile açının çarpımı olur, dolayısıyla moment için Denklem 2.10 yazılır.

$$T_e = \frac{dW}{d\theta} = \frac{\frac{dW}{dt}}{\frac{d\theta_m}{dt}} = \frac{dW}{dt} w_m \quad (2.10)$$

Mekanik hız ile elektriksel hız arasındaki bağlantı ise Denklem 2.11 ile verilir.

$$w_m = \frac{w_r}{p} \quad (2.11)$$

Denklem 2.9'un düzenlenmesiyle elde edilen moment ifadesi Denklem 2.12'de gösterilir ve bu denklem ile Denklem 2.11, Denklem 2.10'da yerine yerleştirilirse Denklem 2.13 ifade edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} [\lambda_{ds}^r \quad \lambda_{qs}^r \quad \lambda_{0s}^r] \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \\ i_{0s}^r \end{bmatrix} w_r \quad (2.12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda_{pm} + (L_d - L_q) i_{ds}^r] i_{qs}^r \quad (2.13)$$

Moment ifadesinde ilk terim relüktans momenti ifadesidir ve makinada $L_q=L_d$ olduğu durumlarda oluşmaz, dolayısıyla net moment ifadesine Denklem 2.14'te yer verilmiştir.

$$T_e = \frac{3}{2} p i_{qs}^r \lambda_{pm} \quad (2.14)$$

Makinanın milindeki momentin yük momenti ve makinanın eylemsizlik momentinden fazla olması veya eşit olması gerekmektedir. Bu ifadelere göre Denklem 2.15 yazılır.

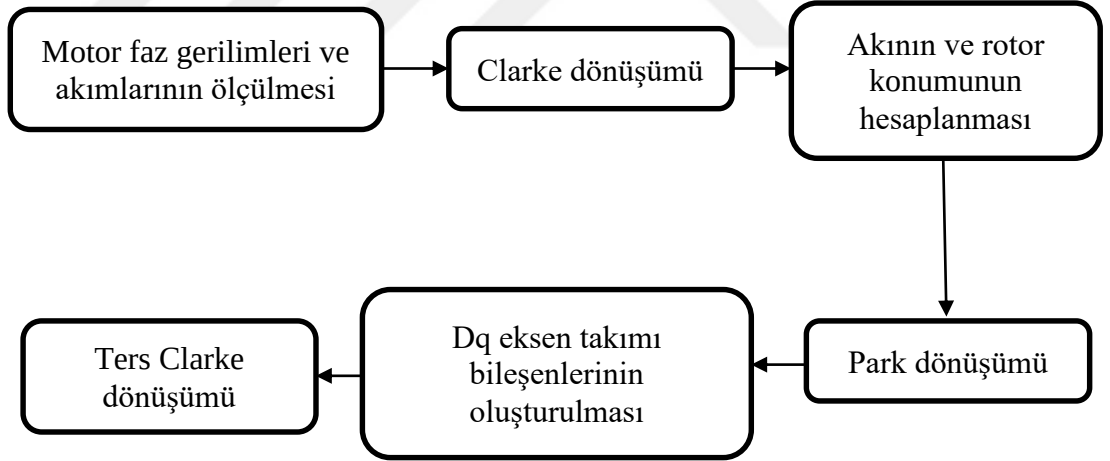
$$T_e = T_L + J \frac{dw}{dt} \quad (2.15)$$

Böylece Denklem 2.7, Denklem 2.13 ve Denklem 2.15 temel olarak makinanın dq eksen takımı modelini oluşturur.



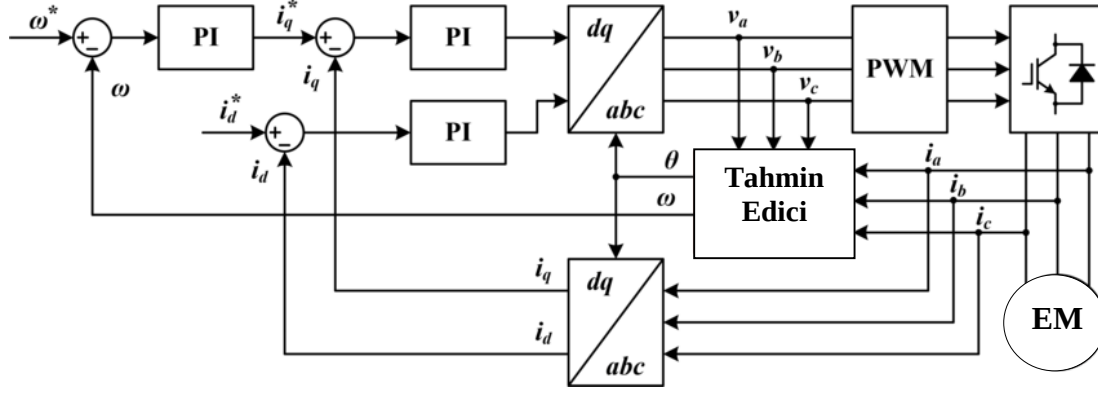
3. ALGILAYICISIZ KONTROL

Algılayıcısız kontrolün felsefesi kontrol edilecek motoru doğru akım makinasına benzeterek akımı moment ve alan üreten olarak iki bileşenine ayırmakla başlar. Senkron makinada rotor manyetik alanı ile stator manyetik alanı birbirine dik tutularak maksimum moment değeri elde edilir ve elde edilen momentte dalgalanmalar az olur, aynı zamanda da geçici hal yanıtı iyileşir. Akımın d eksen bileşeni sıfır yapılarak q eksen bileşeniyle moment kontrol edilir. Akımın iki bileşeni olduğundan dolayı iki akım kontrol çevrimi vardır, biri d eksen için diğeri q eksen için. Bu eksen takımındaki ifadeler zamanla değişen büyüklükler barındırmadıkları için bu çevrimlerdeki kontrolör parametrelerinin elde edilmesi de daha kolay olur. Vektör kontrolü yani alan yönlendirmeli kontrol adımlarını barındıran algılayıcısız kontrolün işaret akışı Şekil 3.1’deki bir gösterimle ifade edilebilir;



Şekil 3.1 : Algılayıcısız kontrol akış adımları.

Ters Clarke dönüşümü sonrası elde edilen bileşenlerle eviriciye gerekli işaretler gönderilir. Böylece beslenecek fazların sırası belirlenmiş olur. Daha açıklayıcı olması amacıyla algılayıcısız kontrolün bir motor üzerinden blok diyagram gösterimine Şekil 3.2’de yer verilmiştir. Referans hız işaretiyle motorun dönmesi istenen devir sayısı belirtilir. Dolayısıyla da moment ayarı yapılmış olur. Hata işaretine göre kontrolör q eksen bileşeni akımının olması gereken değeri belirtir. Daha sonra ise yukarıda bahsedilen gerekli eksen takımı dönüşümleri ile sürücü devresine işaretler gönderilir.



Şekil 3.2 : Algılayıcısız kontrolün bir motor üzerinden blok diyagramı.

Tahmin edici bloğu, sistemdeki istenen, belirlenen değişkenlerin algoritmaya girerek istenen büyüklüklerin tahmini çıkışını verir. Tahmin edilen büyüklüklerin gerçek değere olabildiğince yakın olması kullanılacak algoritmaya bağlıdır. Bu çalışmada kullanılan Kalman filtresi kestirim algoritmaları arasında bulunuşundan beri kullanılan bir algoritmadır.

3.1 Kalman Filtresi

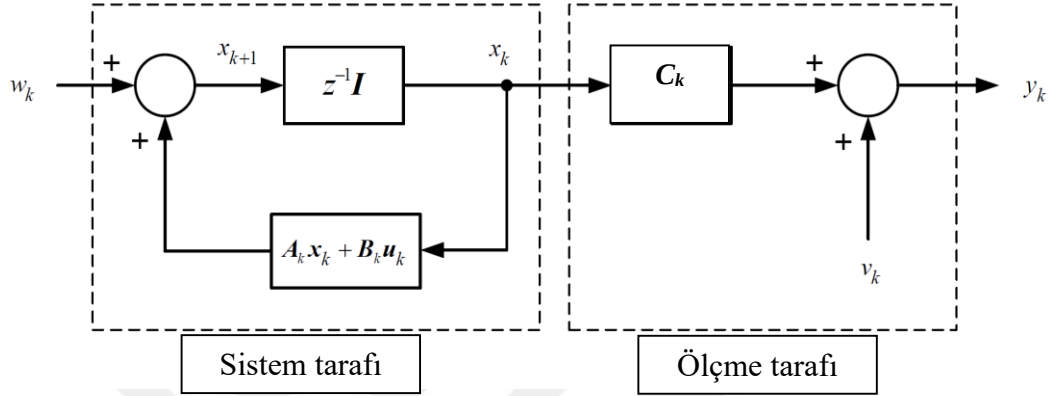
Kalman filtresi, yinelenen hesaplamalarla doğrusal dinamik sistemlerin durumunu sistem ve ölçme gürültülerini de hesaba katarak kestirebilir. Temeli en küçük kareler yöntemine dayanan Kalman filtresi istatistiksel yöntemlere dayanır. Kestirim algoritmaları arasında yineleme süresi uzun olmasına rağmen yüksek doğruluğa ulaşabilmesi nedeniyle alanındaki en büyük buluşlardan biridir. Rudolf Kalman tarafından 1960 yılında ortaya konan Kalman filtresi, mevcut değerlerden gelecekteki değerlerin tahmin edilmesi istenen uygulamalarda kullanılabildiği gibi, ölçülen büyüklüklerden ölçülemeyen büyüklüklerin kestirilmesinde de kullanılabilir. Kalman filtresi, ölçülen değerlerle kestirilen değer arasındaki hatayı minimum yapacak şekilde çalışır. Pratikte sistemler gerçek zamanda incelenirken ayrık zamanlı yapıları kullanılır. Ayrık bir sistemin durum uzay gösterimi Denklem 3.1 ve Denklem 3.2’de yer almaktadır.

$$x_k = Ax_{k-1} + Bu_{k-1} + w_{k-1} \quad (3.1)$$

$$y_k = Cx_k + v_k \quad (3.2)$$

Bu durum uzay gösteriminde x_k sistem durum matrisi, y_k sistem çıkışları, A sistem geçiş matrisi, B giriş matrisi, C ölçüm matrisi, u_k sistem giriş(kontrol) vektörleri, w_k

sistem gürültü matrisi, v_k ise ölçme gürültüleri matrisini belirtir. Kalman filtresini diğer algoritmalarından farklı kılan durum kestirim algoritmasında gürültülere de yer vermesidir. Sistem gürültü matrisi w_k ile ölçme gürültü matrisi v_k 'nin kovaryans matrisleri sırasıyla Q_k ve R_k olarak adlandırılır. Bu iki matrisin birbiriyle ilişkisi olmayıp birbirlerinden tamamen bağımsızlardır. Denklem 3.1 ve Denklem 3.2'nin blok diyagram üzerinden gösterimine Şekil 3.3'te yer verilmiştir.



Şekil 3.3 : Ayrık durum uzay modelinin gösterimi.

Önceki kestirim değeri $\hat{x}_k^-$ ve o andaki ölçüm değeri y_k olmak üzere bir sonraki adımda kestirilen değer $\hat{x}_k$ olur. Önceki kestirim değeri ile o andaki ölçülen değer arasındaki fark hatanın öncekini değerini, sonraki kestirim değeri ile o andaki ölçülen değer arasındaki fark hatanın sonrakini değerini verir. Öyleyse P_k^- önceki hata kovaryans matrisi, P_k ise sonraki hata kovaryans matrisi olarak adlandırılır.

Öyleyse Kalman filtresinin çalışma şekli adım adım aşağıdaki şekilde Denklem 3.3, Denklem 3.4, Denklem 3.5, Denklem 3.6 ve Denklem 3.7 ile açıklanabilir [29];

Başlangıç durumun öngörülmesi

$$\hat{x}_k^- = A\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1} \quad (3.3)$$

Hata kovaryans matrisinin öngörülmesi

$$\hat{P}_k^- = AP_{k-1}A^T + Q \quad (3.4)$$

Kalman filtre kazancının hesabı

$$K_k = P_k^- C^T (C P_k^- C^T + R)^{-1} \quad (3.5)$$

Durum kestirimi

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k(y_k - C\hat{x}_k^-) \quad (3.6)$$

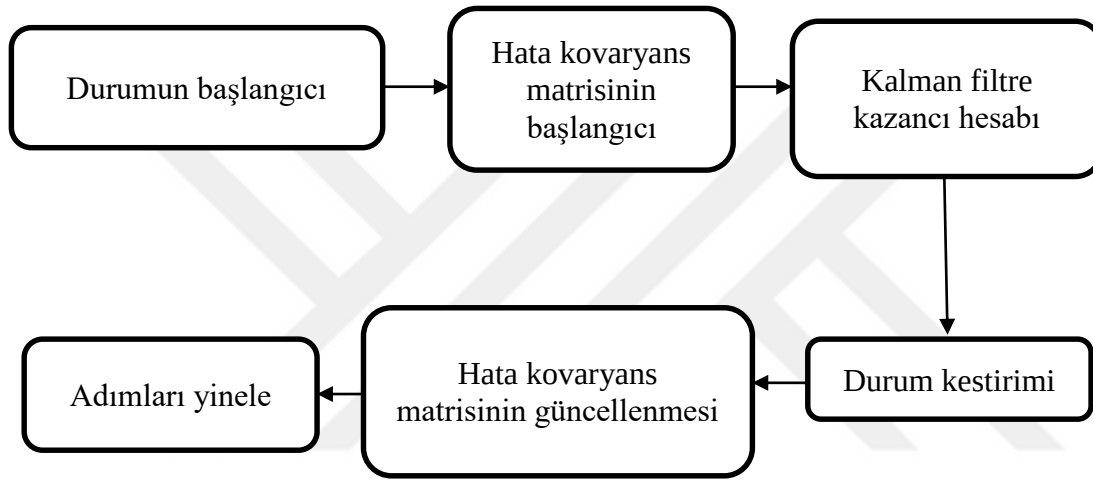
Yukarıdaki eşitliğin parantez içerisinde aslında ölçülen büyüklük ile kestirilen durum arasındaki fark alınmaktadır. Bu fark Kalman kazancı ile çarpılarak da durum kestirimi yapılmaktadır.

Hata kovaryans matrisinin güncellenmesi

$$\hat{P}_k = P_k^- - K_k C P_k^- \quad (3.7)$$

Dolayısıyla aslında Kalman kazanç değeriyle hata kovaryans matrisi minimize edilmiş olur.

Bu çalışma şeklinin bir işaret akış diyagramı ile ifadesine Şekil 3.4'te yer verilmiştir.



Şekil 3.4 : Kalman filtresi adımlarının akış diyagramı.

3.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Genişletilmiş Kalman filtresi doğrusal sistemlere uygulanabilen Kalman filtresinin doğrusal olmayan sistemlere uygulanan yapısıdır. Genişletilmiş Kalman filtresinde çıkış büyüklükleri ve durumlar o an kestirilen büyüklükler etrafında doğrusallaştırılır. Doğrusallaştırılan yapıya ise bir önceki kısımda bahsedilen Kalman filtresi algoritması uygulanır. Öyleyse doğrusal olmayan yapıdaki durum uzay gösterimi Denklem 3.8 ve Denklem 3.9 ile ifade edilebilir;

$$x_k = f(x_{k-1}, u_{k-1}) + w_{k-1} \quad (3.8)$$

$$y_k = h(x_k, u_k) + v_k \quad (3.9)$$

Burada f ile h fonksiyonları sırasıyla bir önceki adım ile bir sonraki adımı birbirine bağlar ve durum ile ölçüm arasındaki ilişkiyi verirler. Kestirilen büyüklükler cinsinden yazılarak Denklem 3.10 ve Denklem 3.11 elde edilir.

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}) + w_{k-1} \quad (3.10)$$

$$\hat{y}_k = h(\hat{x}_k^-, u_k) + v_k \quad (3.11)$$

Kalman filtresi adımlarının uygulanabilmesi için bu denklemlerin $\hat{x}_{k-1}$ ve $\hat{x}_k^-$ etrafında doğrusallaştırılması gerekir. Doğrusallaştırma işlemi Taylor serisine açılarak yapılır. Taylor serisine açma işlemi Denklem 3.12 ve Denklem 3.13'te gösterildiği gibi yapılır.

$$F = \left. \frac{\partial}{\partial x} f(x_{k-1}, u_{k-1}) \right|_{x_{k-1}=\hat{x}_{k-1}} \quad (3.12)$$

$$H = \left. \frac{\partial}{\partial x} h(x_k, u_k) \right|_{x_k=\hat{x}_k^-} \quad (3.13)$$

Verilen bu bilgilere göre Genişletilmiş Kalman filtresinin adımları aşağıdaki gibi Denklem 3.14, Denklem 3.15, Denklem 3.16, Denklem 3.17, Denklem 3.18 ile gösterilir. Hata kovaryans matrisinin güncellenmesini takiben adımlar yinelenir [30].

Başlangıç durumunun öngörülmesi

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_{k-1}) \quad (3.14)$$

Hata kovaryans matrisinin öngörülmesi

$$\hat{P}_k^- = F_k P_{k-1} F_k^T + Q \quad (3.15)$$

Kalman kazancı hesabı

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R)^{-1} \quad (3.16)$$

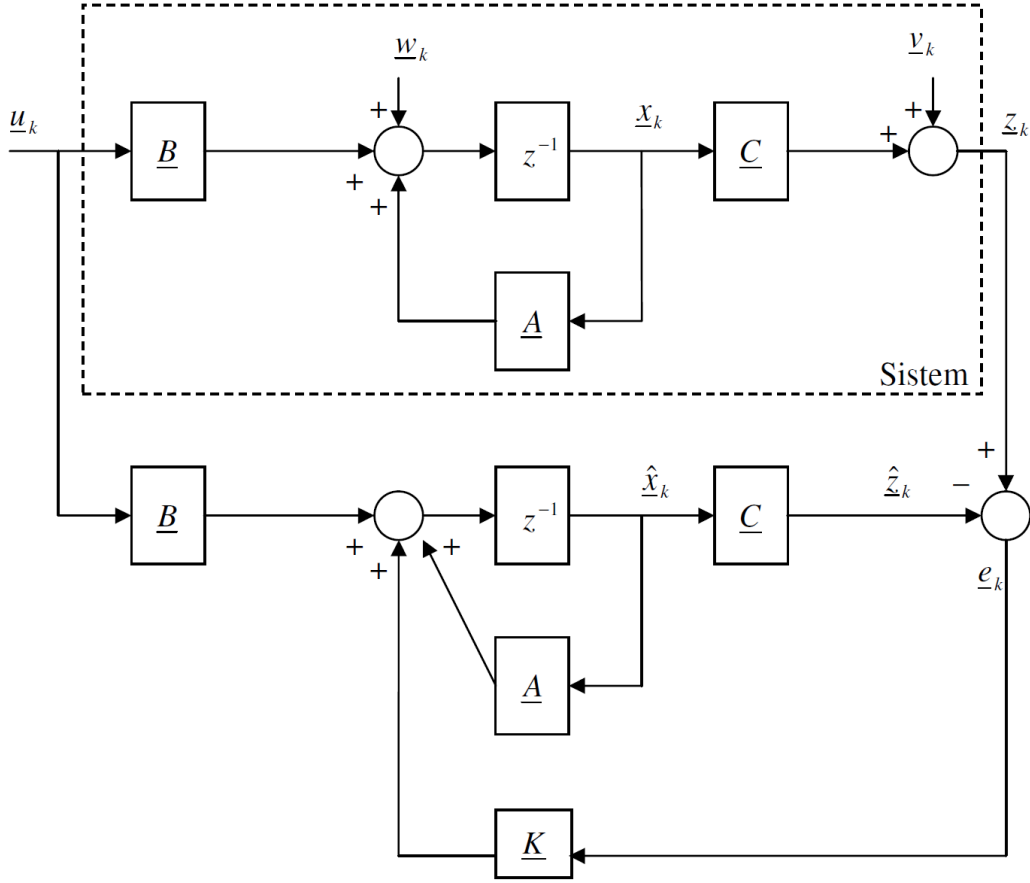
Durum kestirimi

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - h(\hat{x}_k^-)) \quad (3.17)$$

Hata kovaryans matrisinin güncellenmesi

$$\hat{P}_k = P_k^- - K_k H_k P_k^- \quad (3.18)$$

Sistemin durum uzay gösterimi üzerinden Şekil 3.5'te Kalman filtresinin temel yapısına yer verilmiştir. Kestirilen büyüklüklerin üzerinde şapka indisiyle gösterildiği dikkate alınırsa Denklem 3.17'de verildiği üzere gerçek değerle kestirilen değer arasındaki fark yani hata işareti Kalman kazancıyla çarpılarak yeni durumu kestirmek için önceki duruma eklenir. Böylece yeni durum kestirilmiş olur. Hata kovaryans matrisinin güncellenmesiyle devam eden algoritma yinelenmeye devam ederek Kalman kazancının sistem sürekli hale geçtikten sonra da hesaplandığını belirtir.



Şekil 3.5 : Kalman filtresinin durum uzay gösterimi üzerinden blok diyagramı.

3.3 SMSM için Genişletilmiş Kalman Filtresinin Oluşturulması

SMSM için Genişletilmiş Kalman filtresinin oluşturulması için 2. kısımda verilen SMSM modelinin durum uzayının çıkarılması gerekmektedir. Durum uzayı çıkarılırken ilk önce durum değişkenlerinin belirlenmesi gerekir. Durum değişkenleri d ve q eksen akım bileşenleri ile rotor hız ve konum bilgisidir. Durum değişkenlerine göre Denklem 2.7’de yer alan d ve q eksen takımı denklemleri düzenlenirse Denklem 3.19, Denklem 3.20 elde edilir [31].

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{U_d}{L_d} - R \frac{I_d}{L_d} + w \frac{L_q}{L_d} I_q \quad (3.19)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{U_q}{L_q} - R \frac{I_q}{L_q} - w \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{\Psi_r}{L_q} w \quad (3.20)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (3.21)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = w \quad (3.22)$$

Mekanik yana ilişkin denklem takımları ise Denklem 3.21 ve Denklem 3.22 ile gösterilmiştir. Denklem 3.23, Denklem 3.24 durum uzay gösterimini ifade etmektedir. Denklem 3.25, Denklem 3.26, Denklem 3.27 ise bu gösterimin bileşenlerini ifade etmektedir.

$$\dot{x} = f(x, u) + w \quad (3.23)$$

$$y = Cx + v \quad (3.24)$$

$$x = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ w \\ \theta \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Daha önce belirtildiği üzere w ve v sırasıyla sistem gürültüsü ve ölçme gürültüsüdür. Bu matrislerin kovaryansları sırasıyla Q ve R matrislerine eşittir. Bunlara göre T_s örnekleme zamanı olmak üzere ayrık modellemede sonraki durum aşağıdaki Denklem 3.28 ile gösterilir.

$$x(k+1) = f = x(k) + \dot{x}T_s \quad (3.28)$$

Denklem 3.28, durum değişkenlerine uygulanırsa Denklem 3.29, Denklem 3.30, Denklem 3.31 ve Denklem 3.32 elde edilir.

$$x(k+1) = I_d(k) + \left(\frac{U_d}{L_d} - R \frac{I_d}{L_d} + w \frac{L_q}{L_d} I_q \right) T_s \quad (3.29)$$

$$x(k+1) = I_q(k) + \left(\frac{U_q}{L_q} - R \frac{I_q}{L_q} - w \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{\Psi_r}{L_q} w \right) T_s \quad (3.30)$$

$$x(k+1) = w(k) \quad (3.31)$$

$$x(k+1) = \theta(k) + wT_s \quad (3.32)$$

Burada Denklem 3.29, 3.30, 3.31 ve 3.32 ile verilen ifadeler ile durum değişkenlerinin sonraki değerlerinin ne sıklıkta kestirileceği örnekleme periyodunun değeriyle belirtilmiş olur.

Verilen bilgilere göre F matrisi o zaman Denklem 3.33'teki şekliyle yazılır.

$$F = \frac{\partial f}{\partial t} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\tau_d} & T_s w \frac{L_q}{L_d} & \frac{L_d}{L_q} T_s I_q & 0 \\ \frac{L_d}{L_q} T_s w & 1 - \frac{I_q}{\tau_q} & T_s \left(-\frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{K_e}{L_q} \right) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

τ_d , d eksen zaman sabiti, τ_q ise q eksen zaman sabitidir ve Denklem 3.34 ile ifade edilirler.

$$\tau_d = \frac{L_d}{R}, \tau_q = \frac{L_q}{R} \quad (3.34)$$

Bu verilen bilgilere göre izlenecek Kalman filtresinin adımları SMSM için aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir. Denklem 3.35, Denklem 3.36, Denklem 3.37, Denklem 3.38 ve Denklem 3.39 bu adımların matematiksel eşitliklerini ifade eder. Hata kovaryans matrisinin güncellenmesini takiben aynı adımlar yinelenir [31].

Durum ve hata kovaryans matrisinin öngörülmesi (3.35)

$$\hat{x}_k^- = \hat{x}_{k-1} + \dot{x} T_s \quad (3.36)$$

$$\hat{P}_k^- = F_k P_{k-1} F_k^T + Q$$

Kalman kazancının hesaplanması

$$K_k = P_k^- C^T (C P_k^- C^T + R)^{-1} \quad (3.37)$$

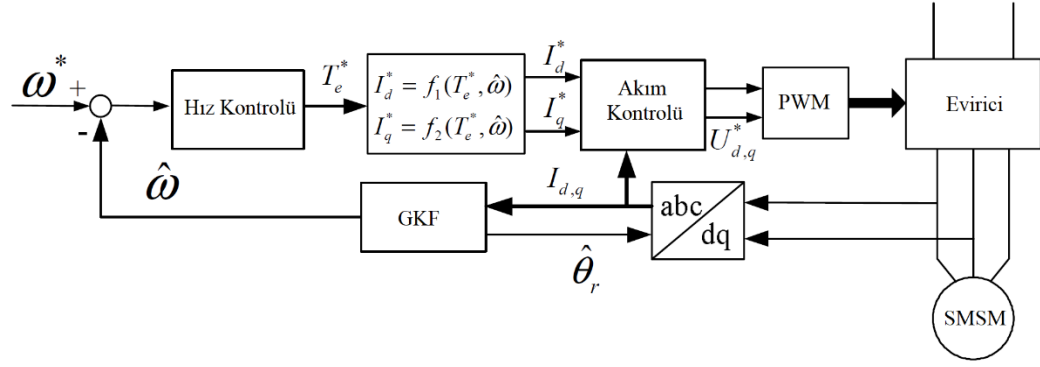
Durum kestirimi

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - C(\hat{x}_k^-)) \quad (3.38)$$

Hata kovaryans matrisinin güncellenmesi

$$\hat{P}_k = P_k^- - K_k C P_k^- \quad (3.39)$$

SMSM'nin Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı kontrol sistemi ise Şekil 3.6'da gösterilmiştir. GKF bloğu yukarıda bahsedilen genişletilmiş kalman filtresi adımlarını uygulayan algoritma bloğudur. Hız kontrolü ve akım kontrolü ise PI kontrolörler vasıtasıyla yapılmaktadır. Kontrolör çıkışları ise gerekli d ve q eksen takımı bileşenlerini ayarlayarak evirici devresindeki ilgili anahtarları iletme sokarak fazların enerjilendirilmesinde rol oynar. Aynı anda iki faz enerjilendirilerek sürekli bir moment oluşumu ve dönme hareketi elde edilir.



Şekil 3.6 : SMSM için Genişletilmiş Kalman Filtresi blok gösterimi.



4. OPTİMİZASYON

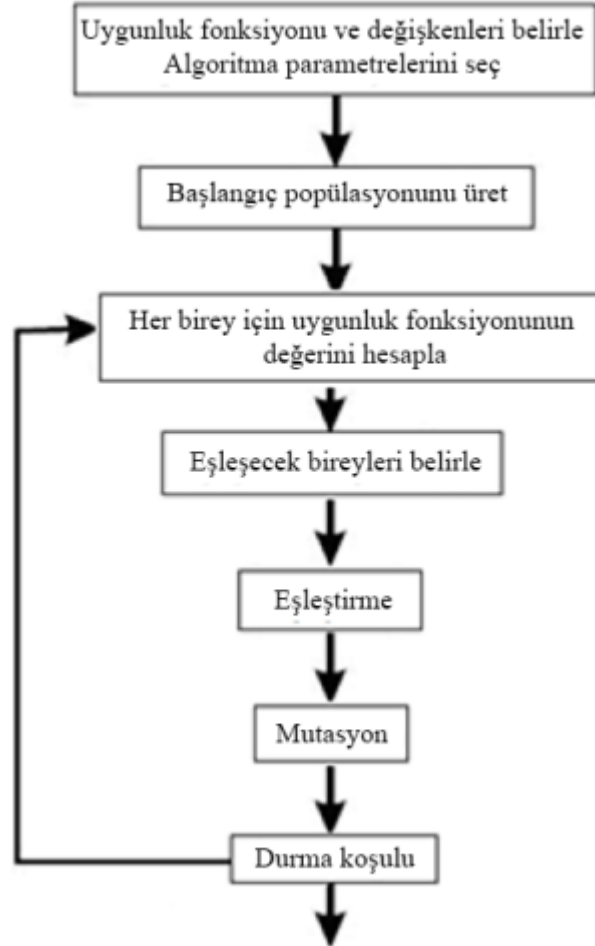
Optimizasyon kavramı kelime olarak eldeki mevcut imkanlardan en iyi şekilde yararlanmak olarak ifade edilir. Bir matematiksel ya da istatistiksel problemde ise ilgilenilen büyüklüklerin minimize ya da maksimize edilmesi optimizasyonu belirtir. Bir süreçte en iyi kararı vermek de bu tanıma girer.

Matematiksel problemde ilgilenilen büyüklük doğrusal bir denklem veya denklem takımları olabileceği gibi, doğrusal olmayan eşitliklerden de oluşabilir. İlgilenilen büyüklüğü minimum ya da maksimum yapmak problemde optimum çözüme ulaşmak demektir. Çözüme ulaşmak için ilkel maksimum-minimum nokta bulma yöntemleri ilk başlarda sıklıkla tercih edilmişlerdir. Problemin türevini alarak sıfır noktasını bulma da bu yöntemlerin temelidir. Ancak türev alma işlemi her zaman kolaylıkla yapılamaz. Ayrıca çözüm elde edilse dahi elde edilen çözümün yerel mi global mi bir çözüm kümesi olduğunun tespit edilmesi gerekir. Ayrıca problemi sınırlayan kısıtlar var ise çözüme ulaşmak daha da zahmetli olabilir. Yapay zeka kavramının ortaya atılmasından sonra ise doğadan esinlenen algoritmalar, evrimsel algoritmalar sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır. Temeli evrim teorisine genetik algoritma da bu algoritmalarından birisidir. Bu çalışma da Kalman Filtresi'ndeki sistem ve ölçüm gürültülerinin kovaryansları olan R ve Q matrislerinin optimizasyonu genetik algoritma ile yapılmıştır.

4.1 Genetik Algoritma

Genetik algoritma 1960 yılında J.Holland tarafından tanıtılmıştır. Holland, algoritmada Darwin'in Evrim Teorisi'nden esinlenmiştir. Algoritmanın adımları da evrim teorisinin basamaklarından oluşmaktadır. Popülasyon tabanlı olan bu algoritma, üretilen popülasyondaki bireylerin probleme uygunluklarının değerlendirilmesiyle başlar. Daha yüksek uygunluğa sahip bireylerin seçilme, yaşama şansı daha yüksek olmakla birlikte bireyler rastgele olarak seçilir. Seçilen bireylere aralarında çaprazlama işlemi uygulanır. Çaprazlama sonucu oluşan bireyler ise mutasyona maruz kalır. Mutasyon ile aslında bireylerin genetik yapısı değiştirilir. Mutasyon ile aslında

yeni bir popülasyon yaratılmış olur ve bu popülasyonu oluşturan bireylerin uygunluğu hesaplanarak adımlar tekrarlanır. Adımlar durdurma kısıtı sağlanana kadar devam eder. Durdurma kısıtı nesil sayısı olabileceği gibi, hata büyüklüğü gibi bir değer de olabilir. Algoritmanın adımlarına Şekil 4.1'deki bir akış diyagramı üzerinde yer verilmiştir.



Şekil 4.1 : Genetik algoritma işareti akış diyagramı.

4.2 Genetik Algoritma ile Genişletilmiş Kalman Filtresi Optimizasyonu

Genetik algoritma ile Genişletilmiş Kalman Filtresinin sistem gürültü matrisi Q ve ölçme gürültü matrisi R optimize edilmektedir. Genişletilmiş Kalman Filtresinde bu matrislerin ilk değerlerini belirlemek oldukça zordur. Bu matrisler ortalama değerleri sıfır olan beyaz gürültüleri ifade eden sistem gürültüleri ve ölçme gürültülerinin kovaryansına eşittir. Matrisler gürültülerin birbirinden bağımsız olması nedeniyle köşegen olup tanımlanan bileşenleri pozitifdir. Böylece köşegenlerde bulunmayan bileşenler dolayısıyla meydana gelecek ekstra hesaplamalara ihtiyaç duyulmaz. Eksen

takımındaki bileşenler birbirine eşit olduğundan 1. ve 2. duruma ait bileşenler eşit olur. Filtrede Q ve R matrislerini değiştirmek filtrenin hem geçici yanıtını hem de sürekli hal yanıtını değiştirir. Filtrenin kararlılığı Q matrisine, R matrisine göre daha duyarlıdır. Ancak Q matrisi değerlerinin artırılması da sistem gürültüsünü artıracaktır ve bu da parametre belirsizliğine neden olacaktır. Q matrisindeki artışla Kalman filtre kazancı artar, böylelikle sistemin yanıtı hızlanır ancak geçici hal yanıtında dalgalanmalar görülür. Q matrisi bileşenlerinin azalması ise filtre kazancını azaltacağı için sistemin kestirimini yavaşlatacak dolayısıyla bir çevrimde istenen kestirim noktasına yakınsayamayacaktır. R matrisinin büyük olması ise ölçümlerin gürültüden fazlaca etkilendiğini belirtir, dolayısıyla filtre kazancı küçük olur, bu da filtre geçici hal yanıtının yavaşlamasına sebep olur.

Q ve R matrisleri literatürdeki birçok çalışmada deneme yanılma ile bulunmaktadır. Bu durum da filtrenin istenen başarımları sağlayamamasına neden olabilmektedir. Denklem 4.1 ve Denklem 4.2’de gösterildiği üzere Q matrisi 4x4 boyutlarında bir matris iken R matrisi 2x2 boyutlarındadır. Bu matrisler köşegen matrisler olmaktadır. Dolayısıyla toplamda 6 adet parametre optimize edilir.

$$Q = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$R = \begin{bmatrix} e & 0 \\ 0 & f \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Matrislerin içerisindeki a,b,c,d,e,f parametreleri optimize edilerek yeni matrisler elde edilir. Optimizasyon işlemi için bir uygunluk fonksiyonuna ihtiyaç vardır. Yani minimize edilecek bir fonksiyon gerekmektedir. Denklem 4.3, Denklem 4.4, Denklem 4.5 ve Denklem 4.6’da ise optimizasyon problemlerinde en sık kullanılan uygunluk fonksiyonlarını ifade etmektedir. Bu uygunluk fonksiyonları hatayı ve zamanı değişken olarak almaktadırlar.

$$ISE = \int e(t)^2 dt \quad (4.3)$$

$$IAE = \int |e(t)| dt \quad (4.4)$$

$$ITSE = \int te(t)^2 dt \quad (4.5)$$

$$ITAE = \int t|e(t)|dt \quad (4.6)$$

ISE (Integral square error), hatanın karesinin belirlenen zaman aralığında integralini alan uygunluk fonksiyonudur. IAE (Integral absolute error) uygunluk fonksiyonu, hatanın mutlak değerini belirlenen zaman aralığında alır. ITSE (Integral time square error) fonksiyonu, hataya bağlı olduğu gibi zamana da bağlıdır. ITAE (Integral time absolute error), hatanın mutlak değerinin zamanla çarpılarak belirlenen zaman boyunca integralini alan bir uygunluk fonksiyonudur.



5. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI

Benzetimler Bölüm 2’de sunulan matematiksel model kullanılarak Matlab/Simulink ortamında yapılmıştır.

5.1 Benzetim Modeli

SMSM’nin daha önce Bölüm 2’de verilen dq eksen takımı modeli kullanılarak Simulink üzerinde bloklarla makinanın elektriksel ve mekanik yana ilişkin matematiksel eşitlikleri oluşturulmuştur. Park ve Clarke dönüşümleri Matlab fonksiyon blokları ile yapılmıştır. Kalman filtresi kodu ise Simulink’in cebrik fonksiyonları çevrime alırken sonuç vermemesi ve benzetim süresini hızlandırmak amacıyla yine Matlab fonksiyonu olarak yazılmıştır. Kullanılan motor parametrelerine Çizelge 5.1’de yer verilmiştir.

Çizelge 5.1 : Motor parametreleri.

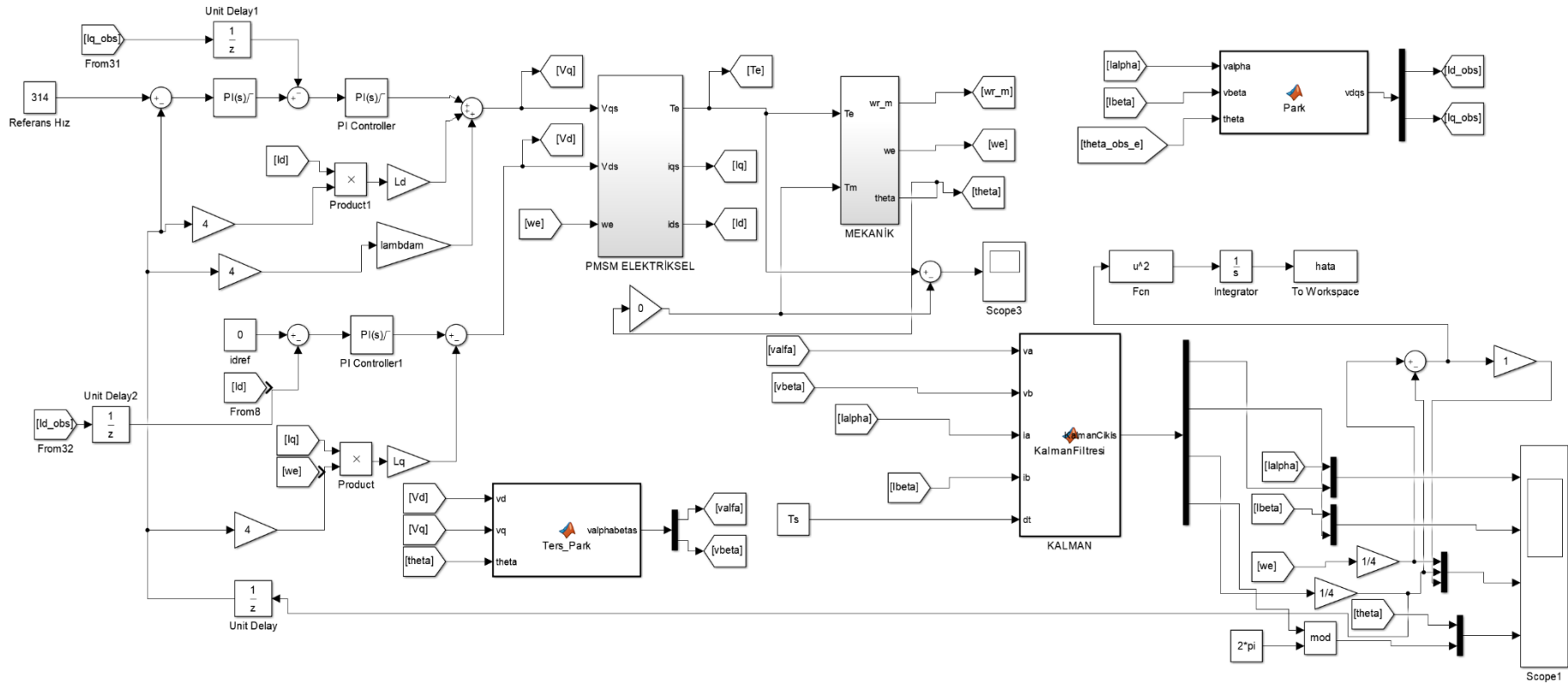
Hız [d/dk]	3000
Güç [W]	69
Sargı Direnci [Ω]	0.9
Sargı Endüktansı [mH]	1.25
Kutup Sayısı	2
Nominal Gerilim [V]	24
Nominal Akım [A]	3.5

Kurulan benzetim modeline ise Şekil 5.1’de yer verilmiştir.

5.1.1 Genişletilmiş kalman filtresinin başarımı

Filtrenin başarımını ve parametrelerin etkisi incelemek amacıyla ilk önce farklı R ve Q matrisi değerlerinde performans analizi yapılmıştır. Hata kovaryans matrisinin ilk değeri, sistemin sürekli hal yanıtına etki etmediği sadece geçici hal yanıtında genliği değiştirdiği için bütün çalışma boyunca sabit tutulmuş olup Denklem 5.1’de verildiği gibidir.

$$P_0 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (5.1)$$



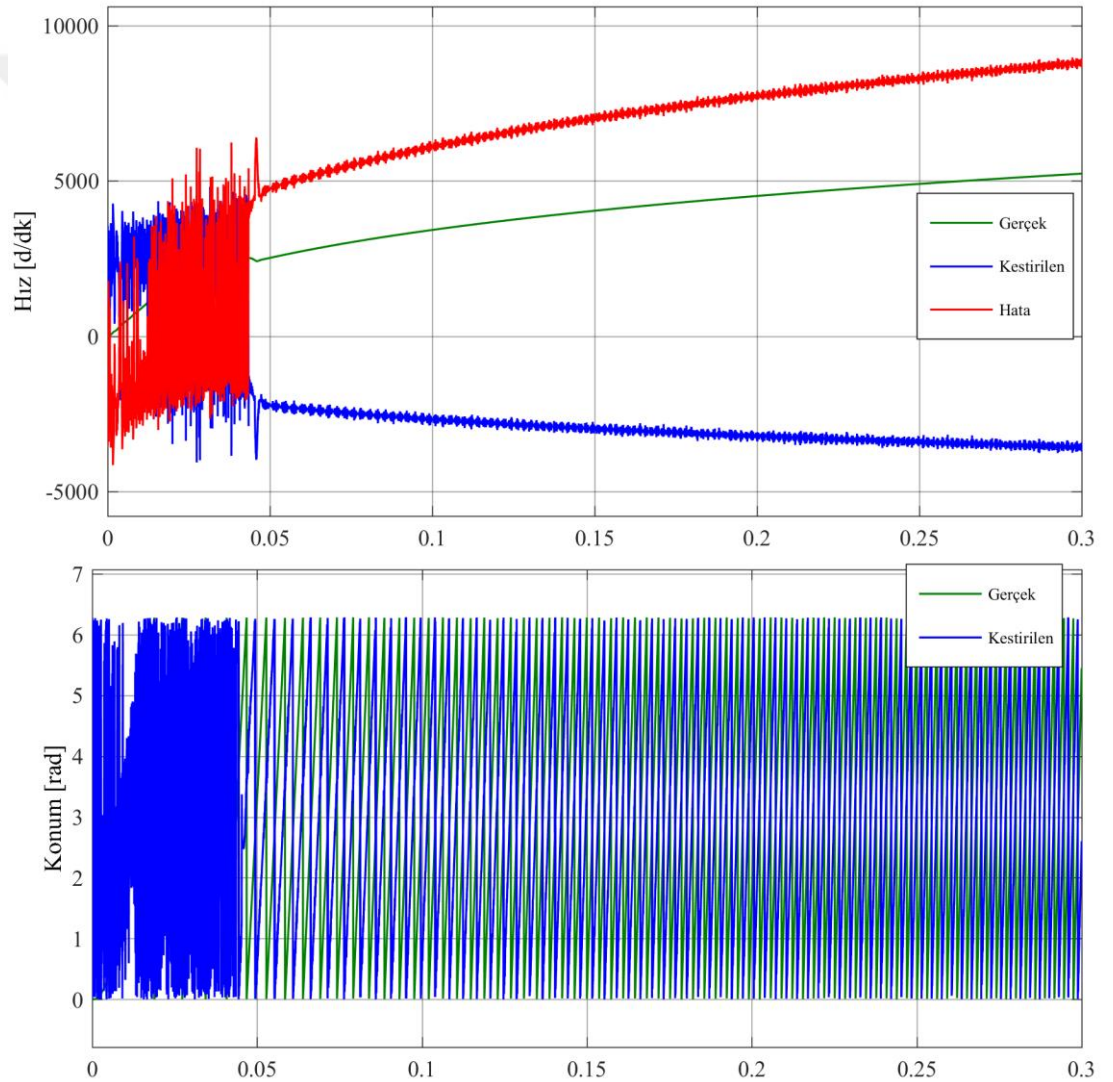
Şekil 5.1 : Kurulan benzetim modeli.

İlk olarak Q ve R bileşenleri çok düşük seçilmiştir. Seçilen Q ve R matrisleri Denklem 5.2 ve Denklem 5.3 ile verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-8} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-8} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-8} & 0 \\ 0 & 10^{-8} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

Bu parametreler ve 3000 d/dk referans hız işaretliyle elde edilen konum ve hız işaretlerine Şekil 5.2’de yer verilmiştir.



Şekil 5.2 : Motorun rastlantısal R ve Q matrisleri altında 3000 d/dk referans hız girişinde çalışması.

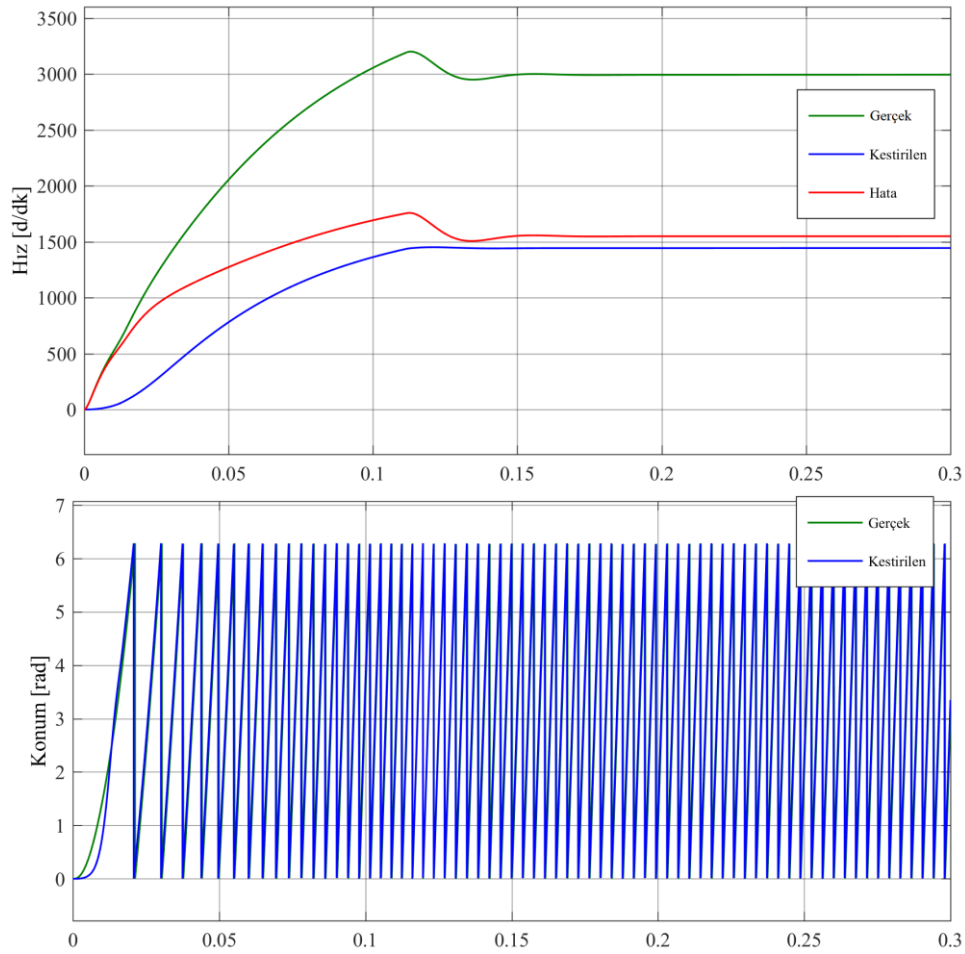
Elde edilen hız ve konum bilgisi işaretlerine göre filtrenin kararlı çalışan bir yapıda

olmadığı ve makinayı süren evirici anahtarlarına yanlış işaretler gönderildiği söylenebilir. Q ve R matrislerinin değerlerinin küçük olması nedeniyle ortaya çıkan bu durumu düzeltmek için Q ve R matrislerinin büyütülmesi gerekmektedir. Buna göre yeniden oluşturulan Q ve R matrislerine Denklem 5.4 ve Denklem 5.5'te yer verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-1} & 0 \\ 0 & 10^{-1} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

R matrisinin Q matrisine yaklaşması durumunda ise sistem yavaşlamış ve filtre sistemin referans girişini takip edememiştir. Bu durum için hız ve konum bilgisi Şekil 5.3'te verilmiştir.



Şekil 5.3 : R'nin Q'dan büyük olduğu durum için motor davranışı.

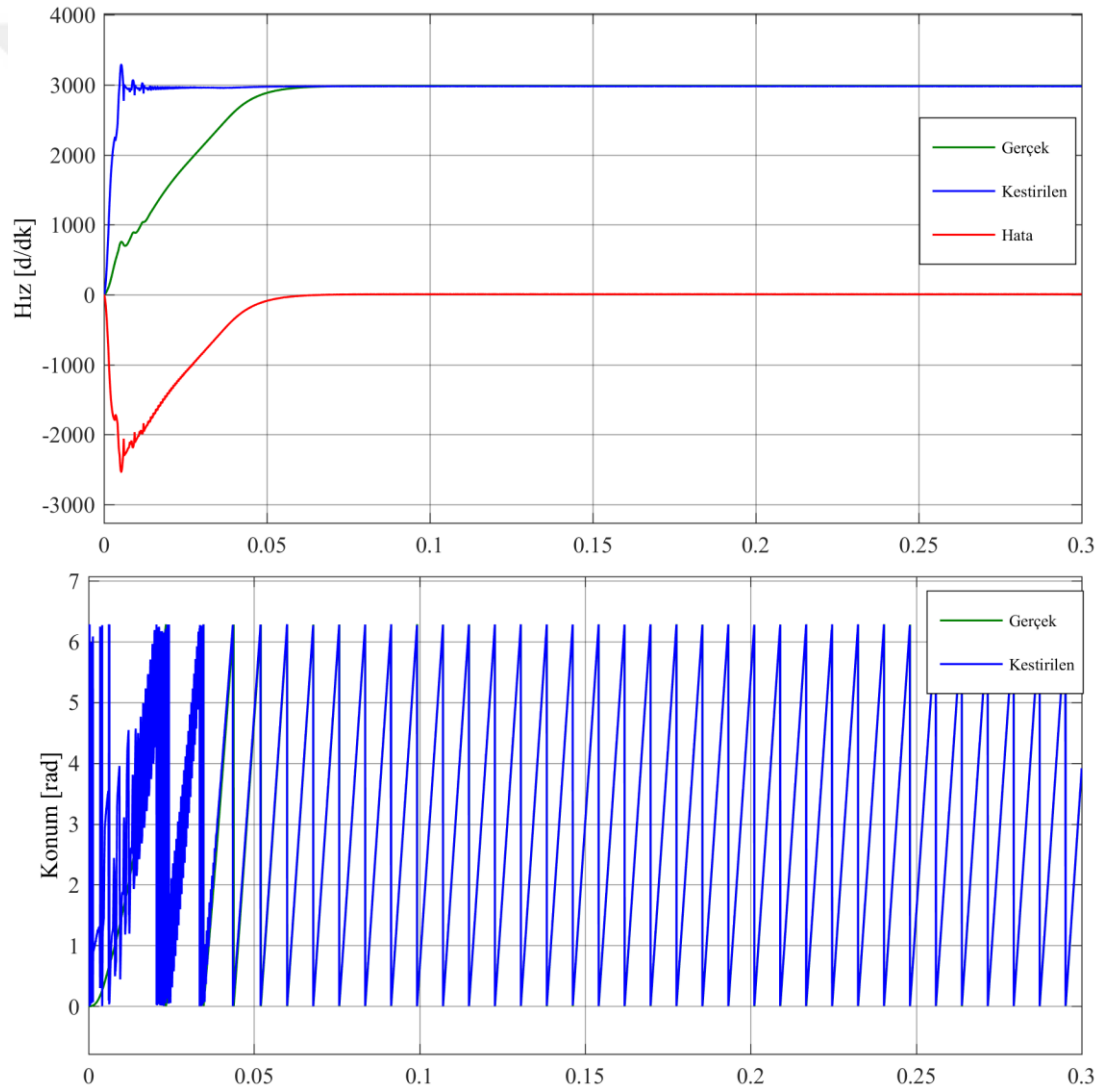
Öyleyse R matrisi bileşenlerini düşürmek ancak Q matrisi bileşenlerini ise yükseltmek

deneme yanılma yönteminde izlenebilecek başka bir yoldur. Q matrisi bileşenleri yükseltılarak R matrisi bileşenleri küçük tutularak yeni matrisler oluşturulmuştur. Oluşturulan matrislere Denklem 5.6 ve Denklem 5.7’de yer verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-5} & 0 \\ 0 & 10^{-5} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Oluşturulan bu yeni matrisle elde edilen konum ve hız bilgisi işaretlerine ise Şekil 5.4’te yer verilmiştir.



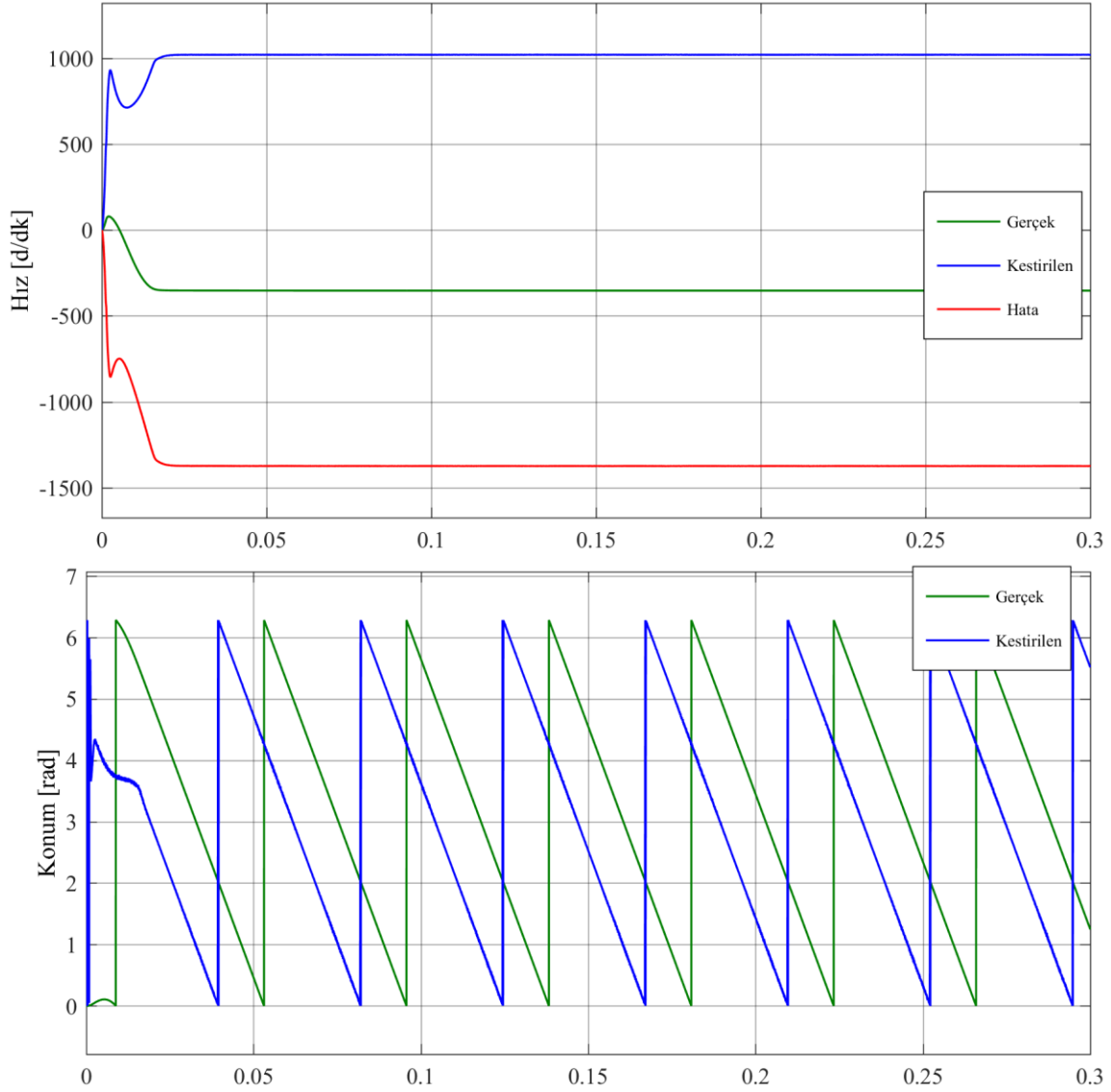
Şekil 5.4 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 3000 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.

Burada sistemin başarılı olduğu görülmüştür. Deneme – yanılma yoluyla bulunan

bu matrisler iyi bir matris olarak gözükmetedirler.

Öyleyse deneme – yanılma yoluyla bulunan bu parametrelerle filtrenin başarımı farklı referans hız – girişleri uygulanarak test edilebilir.

İlk olarak 500 d/dk referans girişle Şekil 5.5’ten hız ve konum bilgisi görülebilir.

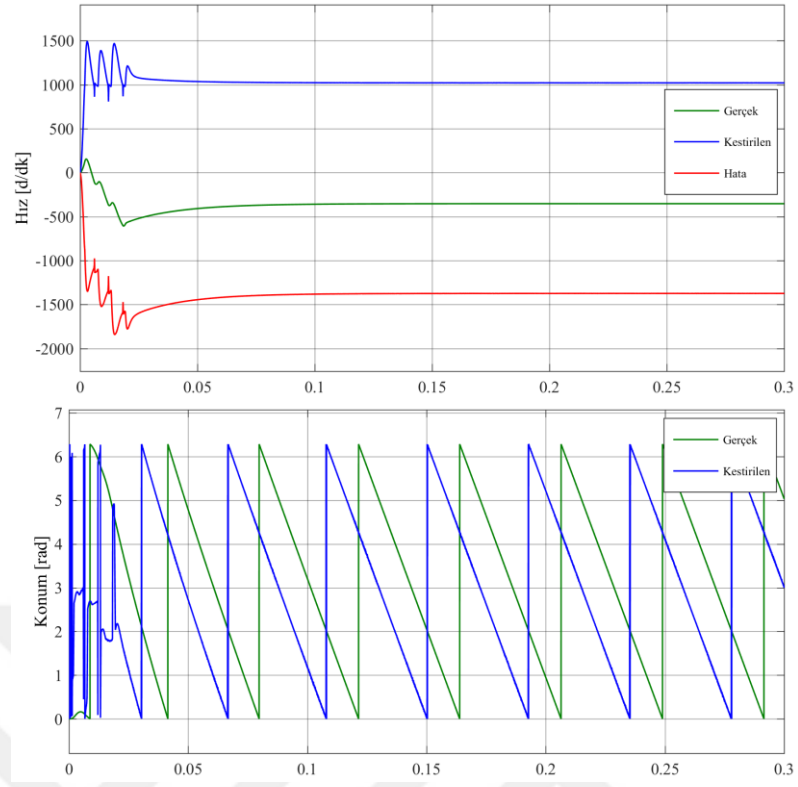


Şekil 5.5 : Yenilenen Q ve R matrisleriyle 500 d/dk’lık hız girişinde motor davranışı.

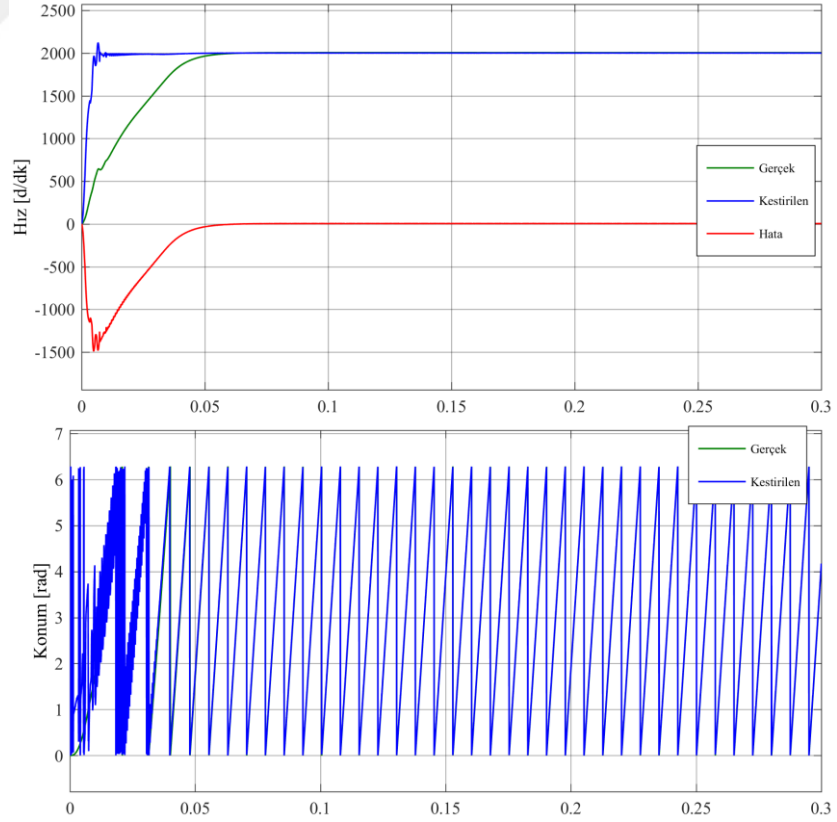
Sistemin başarılı sonuç vermediği görülebilir. Konum bilgisinin de hız bilgisinin hatalı olduğu görülebilir.

Sisteme 1000 d/dk referans hız işareti verilirse elde edilecek hız ve konum bilgisine Şekil 5.6’dan ulaşılabilir.

Sistemin yine başarılı sonuç vermediği gerçek hız değerine ulaşamadığı görülebilir. 2000 d/dk referans hız girişi verildiği durumda ise çıktılara Şekil 5.7’den ulaşılabilir.



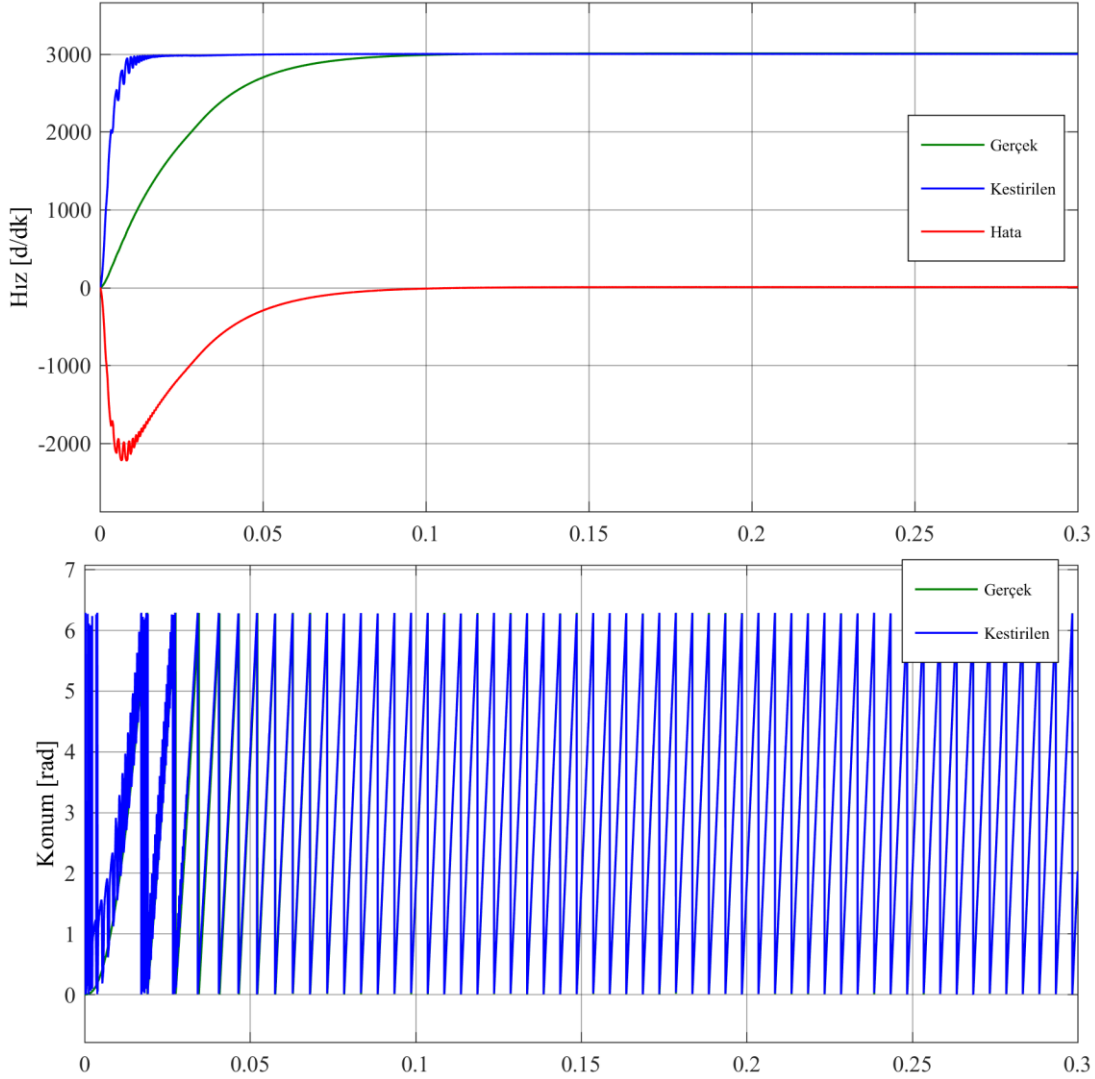
Şekil 5.6 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 1000 d/dk'lık hız girişinde motor davranışı.



Şekil 5.7 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 2000 d/dk'lık hız girişinde motor davranışı.

Şekil 5.7'den sistemin başarılı olduğu ve istenen şekilde çalıştığı görülebilir. Eldeki verilerle bu sistemin düşük hızlarda başarılı olmadığı yüksek hızlarda istenen başarıya ulaştığı söylenebilir.

Filtrenin sistem parametrelerine olan dayanıklılığını incelemek içinse sargı dirençleri 2 katına çıkarılarak test edilmiştir. Şekil 5.8'de sargı dirençleri 2 katına çıkarıldığında motorun 3000 d/dk'lık hız girişinde hız ve konum bilgisi görülmektedir.



Şekil 5.8 : Yenilenen R ve Q matrisleriyle 3000 d/dk'lık hız girişinde sargı dirençleri 2 katına çıkarıldığında motorun davranışı.

Sistemin başarılı olduğu 3000 d/dk referans hız girişi ile yapılan bu testte sistemin parametre değişiminden etkilendiği ancak başarılı olduğu görülmüştür. Deneme yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle sistemin başarımı incelendiğinde sistemin düşük hızlarda başarılı olmadığı ancak devir sayısına yaklaştıkça başarımın arttığı görülmektedir.

5.1.2 Genişletilmiş kalman filtresinin optimizasyonu ve başarımı

Filtrenin başarımını artırmak amacıyla deneme – yanılma yöntemiyle bulunan Q ve R matrisleri genetik algoritma ile optimize edilmiştir. Genetik algoritma ile elde edilen değerler ile filtrenin başarımı farklı çalışma noktaları için test edilmiştir.

Genetik algoritma için optimize edilecek değişken sayısı toplamda 6’dır. Eksen takımındaki bileşenler birbirine eşit olduğundan 1. ve 2. duruma ait parametreler birbirine eşit kabul edilirse optimize edilecek değişken sayısı 4 olur. Değişken sayısının azalması optimizasyon süresini de düşürecektir o zaman optimize edilecek Q ve R matrislerine Denklem 5.8 ve Denklem 5.9’da yer verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$R = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Genetik algoritma kullanımı için MATLAB programından yararlanılmıştır.

Algoritma parametrelerine Çizelge 5.2’de yer verilmiştir.

Çizelge 5.2 : Genetik Algoritma parametleri.

Popülasyon Büyüklüğü	20
Sonlandırma Toleransı	10^{-6}
Zaman Limiti	-
Nesil Sayısı	20
Popülasyon Türü	Vektör
Mutasyon	Uygulanabilir
Alt Sınır	0
Üst Sınır	100

Her popülasyon üretiminde algoritma 20 birey oluşturacaktır. Bu bireylerin uygunluk fonksiyonu değerleri hesaplanacak, çaprazlanacaklardır. Uygunluk değerleri en iyi olanların etrafından uzakta bir sonuç çıkabileceği düşünülerek mutasyona uğrayacaktır bireyler ve tekrar uygunluk değerleri hesaplanacaktır. Bu işlemler toplamda 20 kere yani 20 nesil üretilene kadar yapılmıştır.

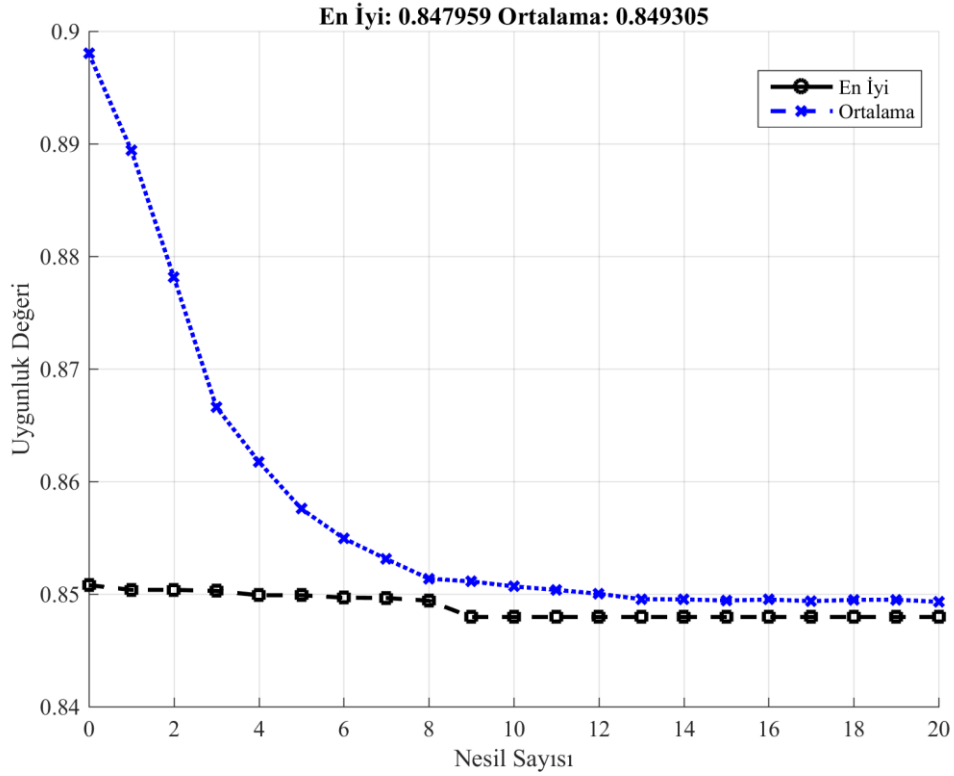
Her nesil boyu elde edilen en uygunluk değerlerine ve uygunluk değerlerinin ortalamasına aşağıdaki Çizge 5.3’te ve grafiksel gösterimine ise Şekil 5.9’da yer verilmiştir. Optimizasyon sonucu elde edilen yeni Q ve R matrislerine Denklem 5.10 ve Denklem 5.11’de yer verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 6.87 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6.87 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 74.36 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.77 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$R = \begin{bmatrix} 1.254 \times 10^{-4} & 0 \\ 0 & 1.254 \times 10^{-4} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Çizelge 5.3 : Algoritmanın hesaplamaları.

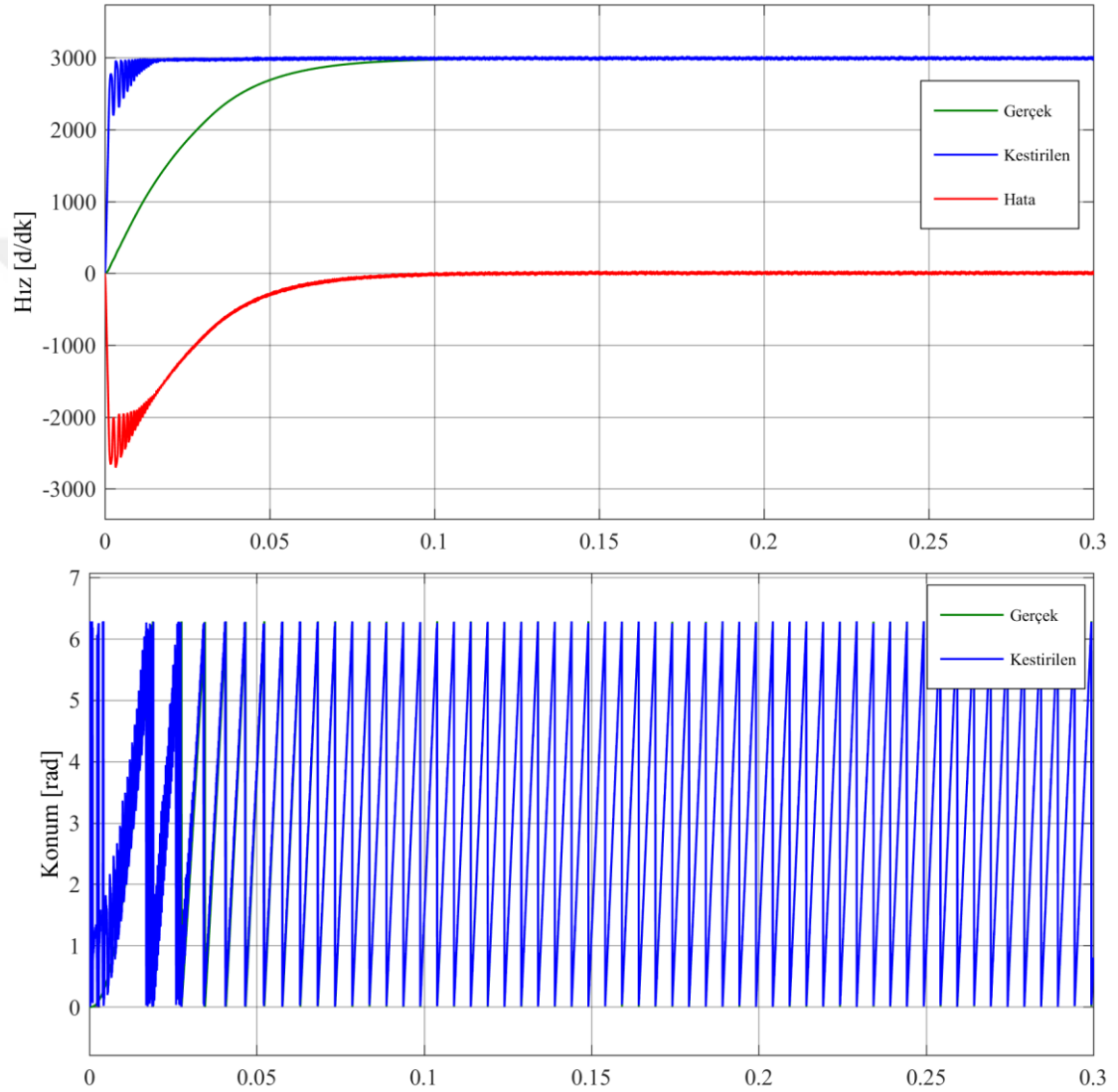
Nesil Sayısı	Uygunluk Değeri	Nesil Sayısı	Uygunluk Değeri
1	0.8504	11	0.848
2	0.8504	12	0.848
3	0.8503	13	0.848
4	0.8499	14	0.848
5	0.8499	15	0.848
6	0.8497	16	0.848
7	0.8496	17	0.848
8	0.8494	18	0.848
9	0.848	19	0.848
10	0.848	20	0.848



Şekil 5.9 : Genetik algoritmanın 20 nesil için hesaplamalarının gösterimi.

Şekil 5.9'dan görüleceği üzere nesil sayısı ilerledikçe uygunluk değeri düşmüş, hata azaltılmıştır. Optimizasyon süresi sistemin karmaşıklığı ve içerdiği diferansiyel terimlerin fazla olmasından dolayı uzun sürmüştür. Optimize edilen Q ve R matrisleri ile sistemin yanıtı incelenmiştir.

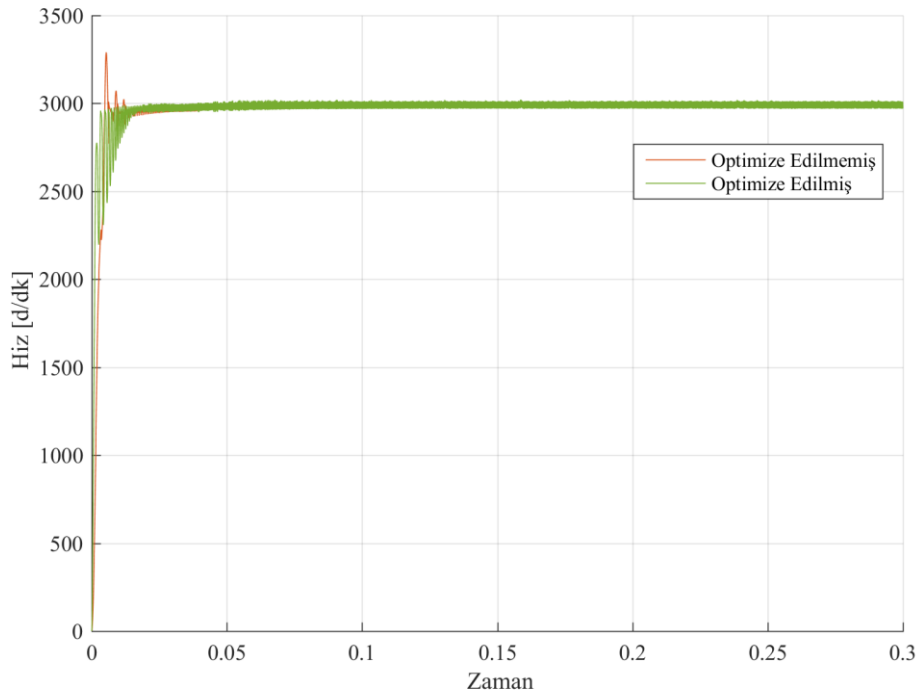
İlk olarak motora 3000 d/dk'lık referans hız girişi verilmiştir. Elde edilen motor davranışına Şekil 5.10'da yer verilmiştir.



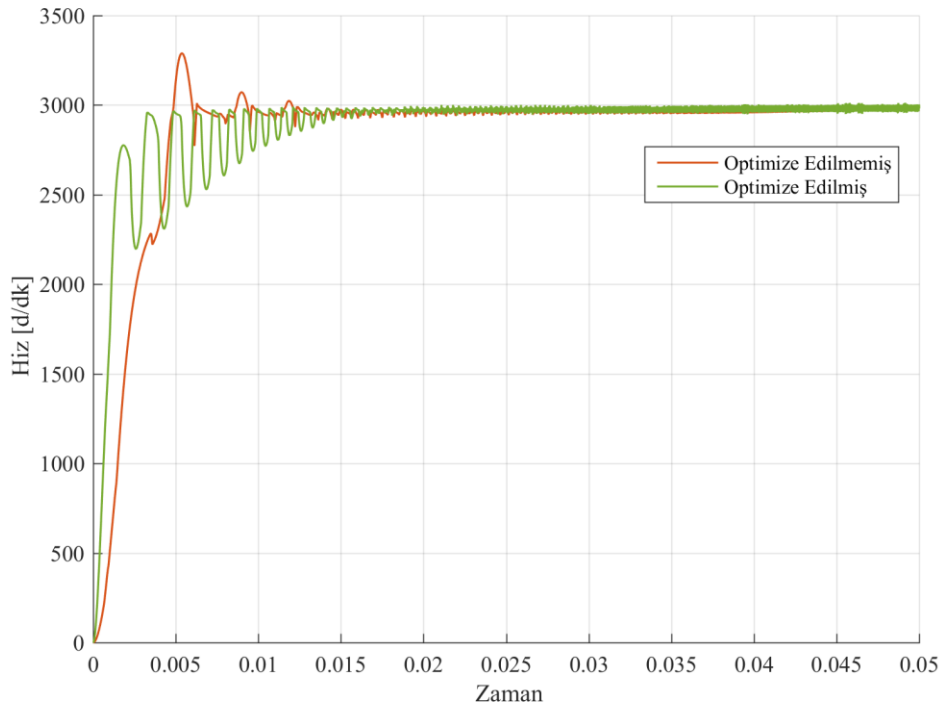
Şekil 5.10 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 3000 d/dk'lık hız girişinde motorun davranışı.

Şekil 5.10'dan görüleceği üzere motorun geçici hal davranışında iyileşmeler meydana gelmiştir. Referans hız daha hızlı olarak kestirilmektedir ancak motorun gerçek hızı daha referans oturmamıştır. Optimize edilen durum ile deneme-yanılma yoluyla bulunan sonuçlar 3000 d/dk'lık referans hızlar için karşılaştırılırsa Şekil 5.11'deki

sonuç elde edilir. Şekil 5.12’de ise Şekil 5.11’deki davranışın yakın gösterimine yer verilmiştir.

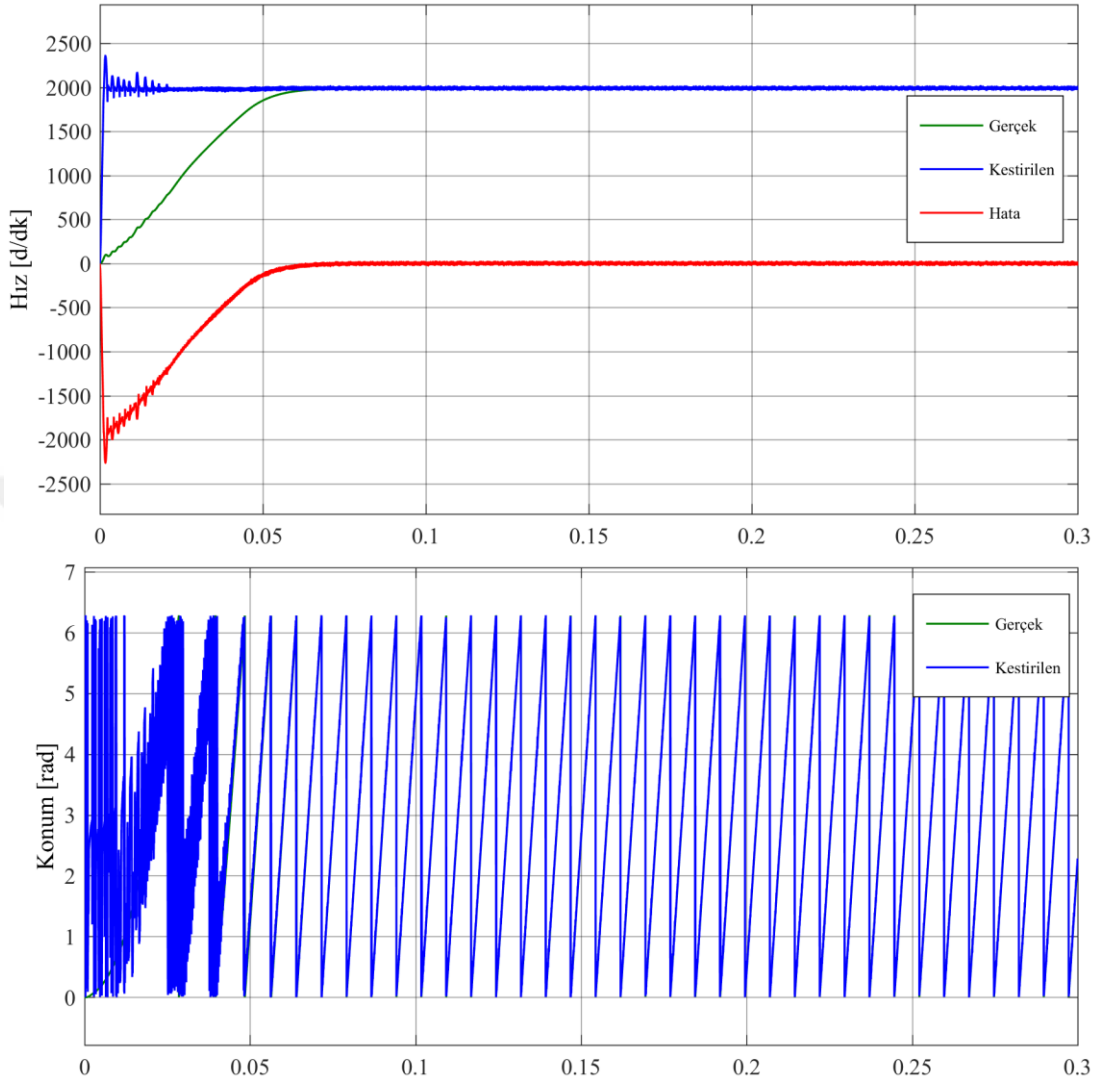


Şekil 5.11 : Optimize edilen ve edilmemiş durumlarda motor davranışı.



Şekil 5.12 : Optimize edilen ve edilmemiş durumlardaki davranışın yakından gösterimi.

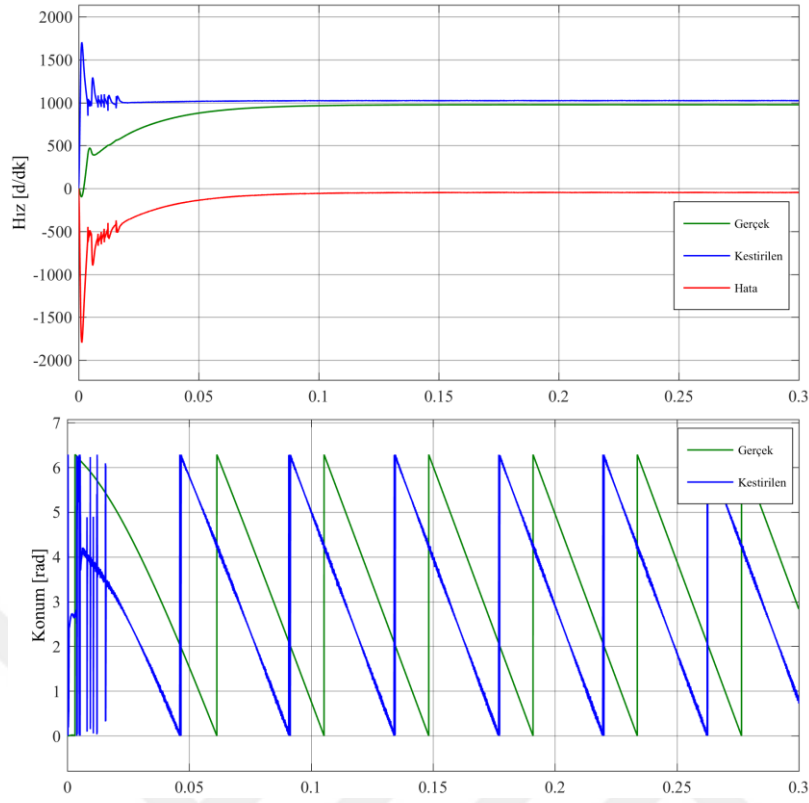
Şekil 5.13'te ise optimize edilmiş matrislerle motorun 2000 d/dk'lık hız girişinde hızına ve konumuna işaretler gösterilmiştir.



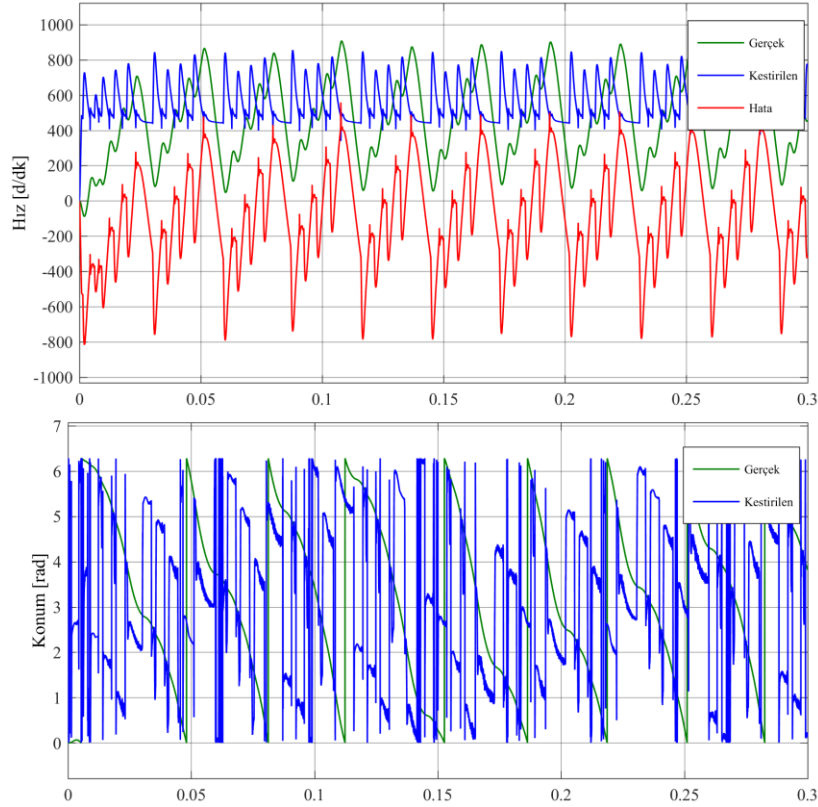
Şekil 5.13 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 2000 d/dk'lık hız girişinde motorun davranışı.

Sistemin 2000 d/dk'lık hız girişinde başarılı olduğu görülebilir. Daha sonra ise motorun 1000 d/dk'lık referans hız işareti altında davranışı incelenmiştir. Şekil 5.14'te görüleceği üzere sistemin 1000 d/dk'lık hız girişi altında da başarılı olduğu görülebilir.

Motor son olarak 500 d/dk'lık hız girişi altında test edilmiştir. 500 d/dk'lık referans hız işareti altında motorun davranışı Şekil 5.15'te gösterilmiştir. Şekil 5.15'te görüldüğü üzere filtrenin başarımı düşmüştür. İstenen davranış motor tarafından sergilenmemiştir. Dolayısıyla sistemin başarımının hız düştükçe azaldığı söylenebilir. Bunun sebebi olarak ise optimizasyon işleminin belirlenen bir referans hız girişi altında yapılması gösterilebilir.



Şekil 5.14 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 1000 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.



Şekil 5.15 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle 500 d/dk’lık hız girişinde motorun davranışı.

5.2 Deney Sonuçları

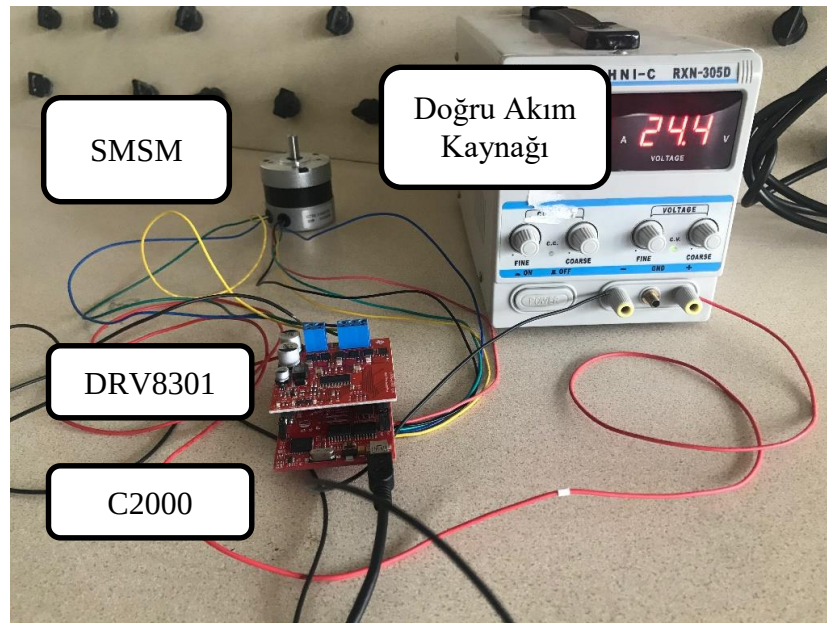
Tasarlanan sistem 69W, 3000 d/dk'lık, Hall sensörlü SMSM'de test edilmiştir. Şekil 5.16'da kullanılan motor, Şekil 5.17'de ise deney düzeneği gösterilmiştir. Sistemin testinde sistemin davranışı ilk olarak deneme – yanılma ile belirlenen R ve Q matrisleriyle daha sonra ise optimize edilen R ve Q matrisleri ile incelenmiştir.

5.2.1 Sayısal işaret işleyici ve sürücü

Çalışmada mikrodenetleyici olarak Texas Instruments (TI) firmasının sayısal işaret işleme tabanlı modeli C2000 Piccolo Launchpad kullanılmıştır. Kullanılan bu mikrodenetleyicinin üzerindeki işlemci TMS320F28027'dir. Mikrodenetleyicide 8 tane

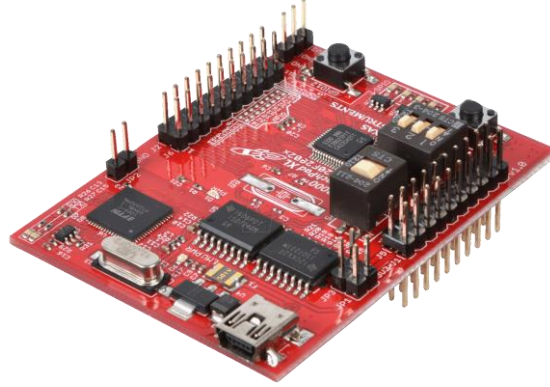


Şekil 5.16 : Kullanılan küçük güçlü motor



Şekil 5.17 : Deney Düzeneği.

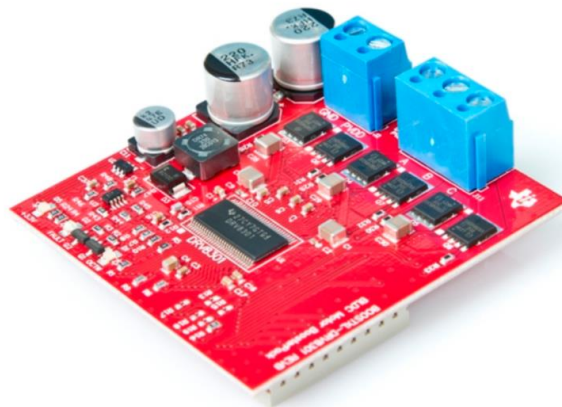
DGM pini bulunmaktadır. 12 bitlik analog-sayısal çeviriciye (ADC) sahip ve 64 KB hafızası olan mikrodnetleyici, USB üzerinden kolayca programlanabilmektedir. Şekil 5.18’de mikrodnetleyiciye yer verilmiştir.



Şekil 5.18 : C2000 mikrodnetleyicisi.

Mikrodnetleyici, gelen işaretleri sayı dizilerine çevirerek işler, işleme esnasındayaptığı işlemler ise sayısal işaret işleyici denilen, uygulamaya özel olarak oluşturulmuş işlemciler sayesinde gerçekleştirilir. Sayısal işaret işleyicilerde, sürekli işaretler belirli bir örnekleme periyodu ile örneklenir, analog-sayısal dönüştürücü ile sayısal çıktılarına çevrilir, böylece işaret işlenebilir. İşaret işlendikten sonra sayısal-analog dönüştürücü yardımı ile işaret analog işarete çevrilir.

Sürücü olarak ise yine Texas Instruments firmasının DRV8301 sürücüsü kullanılmıştır. Bu sürücü NexFet teknolojisine sahip MOSFET’ler içermektedir. 10 A nominal, 14 A tepe değerine kadar motorlar sürülebilmektedir. Üzerinde 3 tane alt anahtar tarafı akım ölçüm kuvvetlendiricileri, 1.5 V alçaltan çevirici bulunmakta olup, kısa devre, gerilim alçalması ve ısı korumaya sahiptir. Şekil 5.19’da kullanılan sürücü gösterilmiştir.

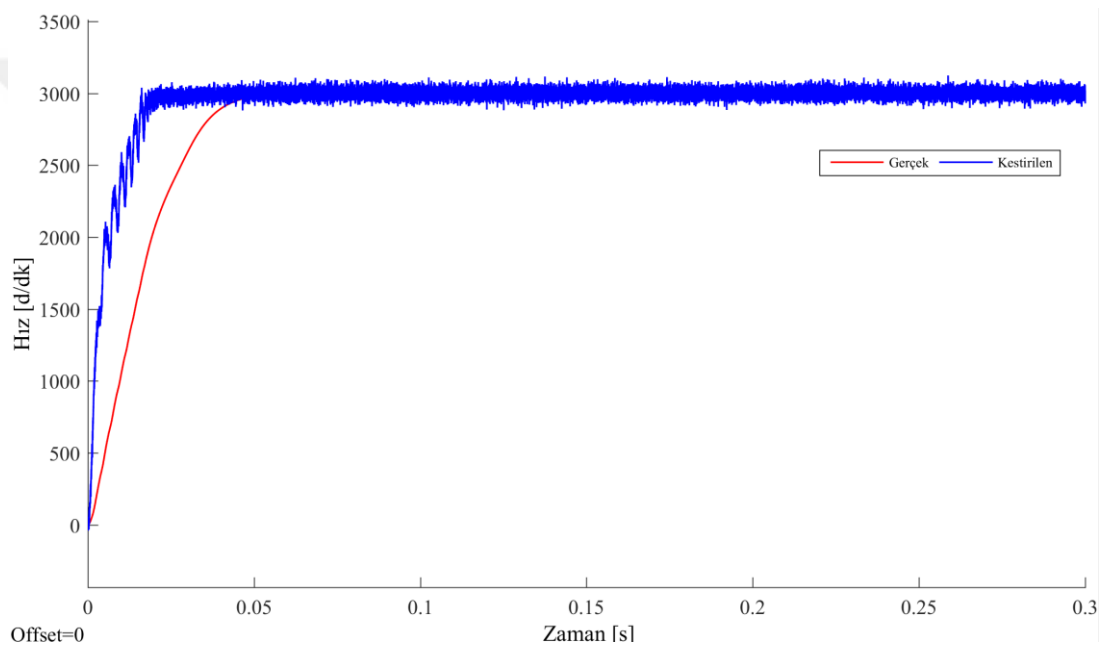


Şekil 5.19 : DRV8301 sürücü kartı.

5.2.2 Genişletilmiş kalman filtresinin uygulanması

Filtre C dilinde C2000 mikrodenetleyicileri programlama ortamı Code Composer Studio’da yazılmıştır. Kod içinde yer alan değişkenlerden istenenlerin zamanla değişimi Code Composer Studio’da görülebilmektedir ancak yazma ekranı örnekleme bazlı olduğu için değişkenlerin değişimi ayrıca bir diziye kaydedilip daha sonra bu dizinin dışarıya aktarılıp çizdirilmesi daha uygundur.

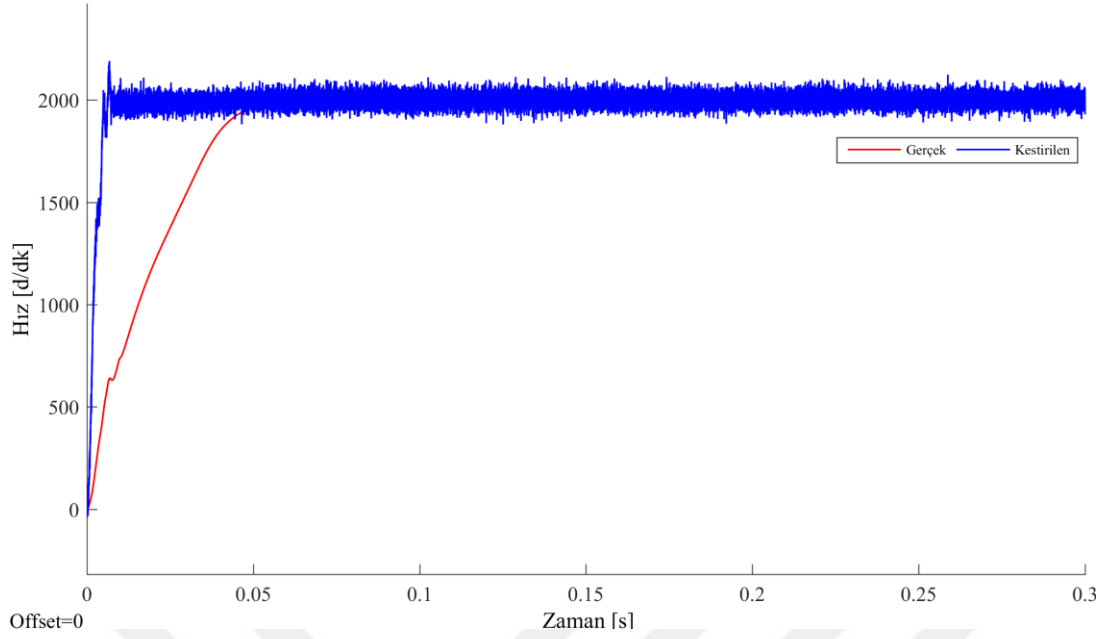
İlk olarak deneme – yanılma yoluyla bulunan benzetim ortamında davranışı iyi kabul edilen R ve Q matrisleriyle motor çalıştırılmıştır. 3000 d/dk referans hız için makinanın davranışı Şekil 5.20’de gösterilmiştir.



Şekil 5.20 : Uygulamada deneme – yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle motorun 3000 d/dk referans hız için davranışı.

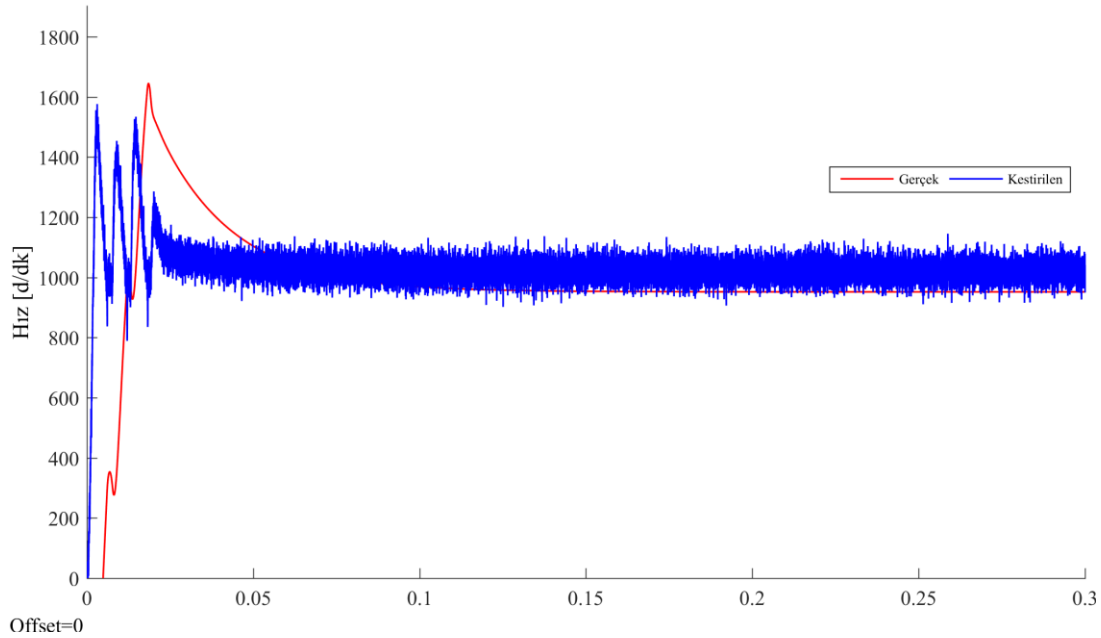
Kalman filtresi yinelemeli özelliğinden dolayı sistem sürekli hale geçse dahi filter kazancı yenilenmektedir. Alınan ölçümlerin gürültüsünden ve filter kazancının sürekli yenilenmesinden dolayı kestirilen değer gürültülüdür.

Daha sonra benzer şekilde referans hız girişleri 2000 d/dk ve 1000 d/dk yapılarak motorun davranışı gözlenmiştir. Şekil 5.21 ve Şekil 5.22’den görüleceği üzere motorun davranışı başarılıdır. Benzetim sonuçlarına paralel olarak devir sayısı düşüldükçe kestirme çözünürlüğü azalmaktadır. 500 d/dk için yapılan denemede ise anlık olarak çekilen fazla akımdan dolayı kullanılan sürücü korumaya geçmiştir. Kullanılan sürücü DRV8301, 10 A değerine kadar çıkabilmektedir.



Şekil 5.21 : Uygulamada deneme – yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle motorun 2000 d/dk referans hız için davranışı.

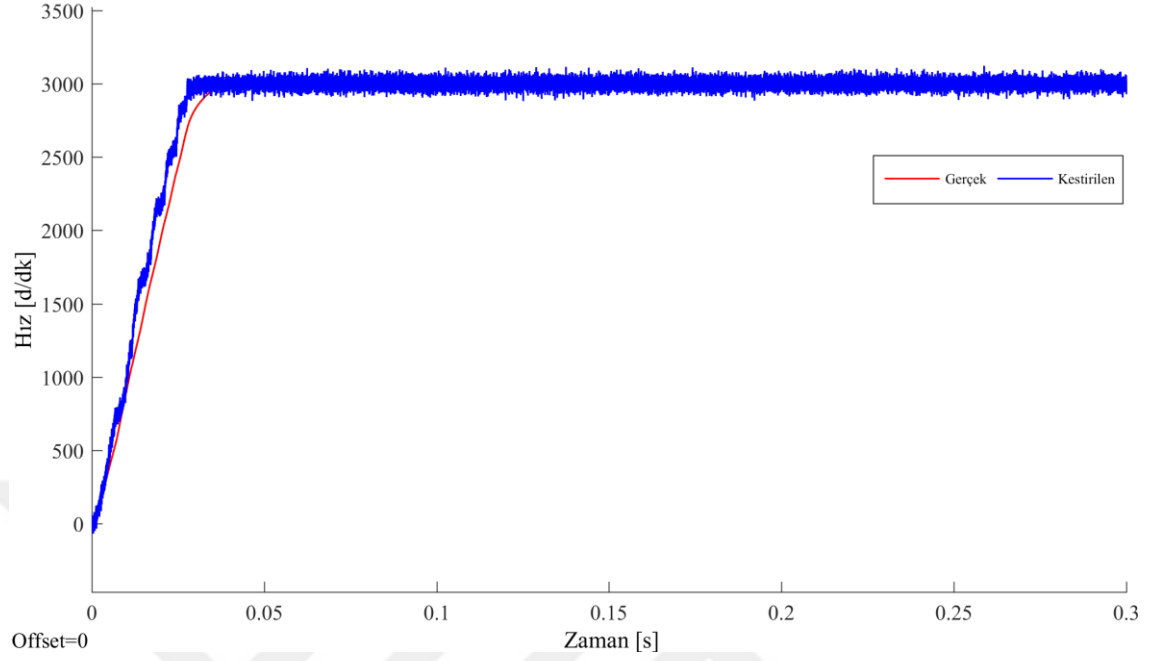
Daha sonra ise optimizasyon sonucu bulunan değerler ile filtrenin başarımı incelenmiştir. İlk olarak 3000 d/dk referans hız verilerek sistemin davranışı incelenmiştir. Gerçek hız ile kestirilen hızın birbirine yakın olduğu Şekil 5.23'ten görülebilir.



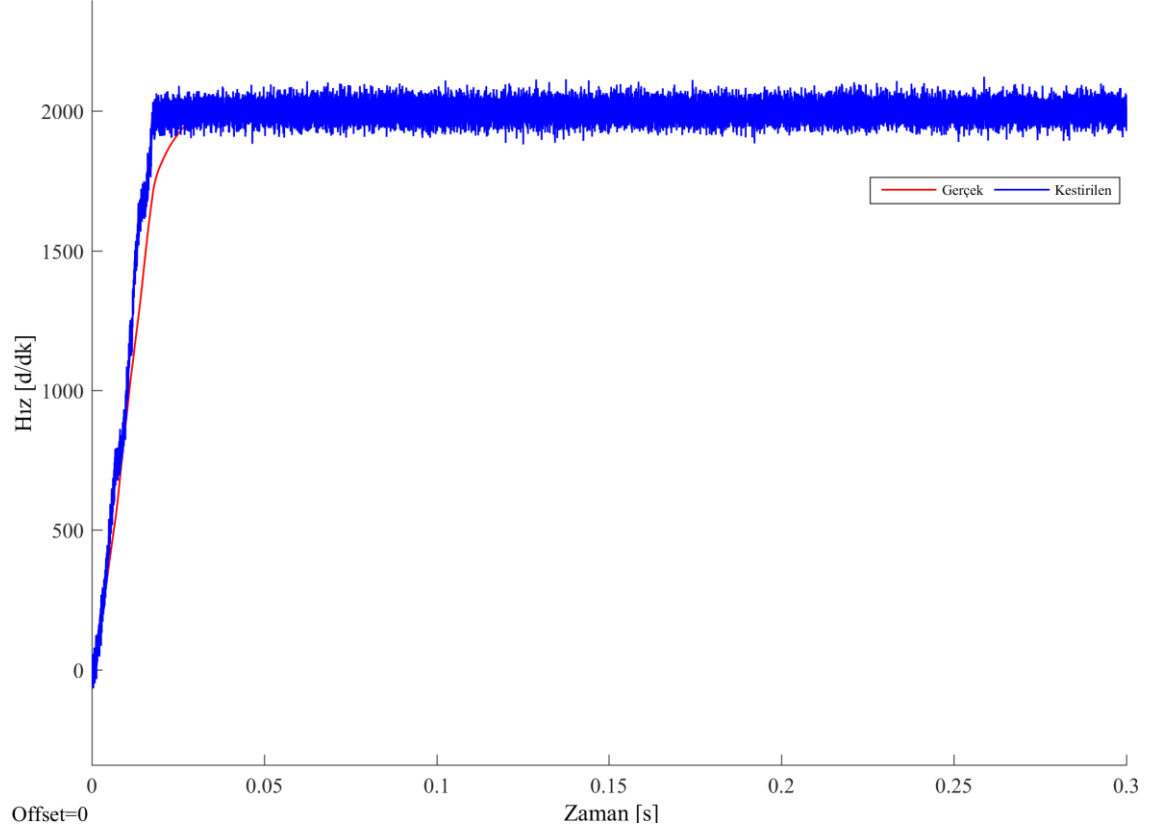
Şekil 5.22 : Uygulamada deneme – yanılma yoluyla bulunan R ve Q matrisleriyle motorun 1000 d/dk referans hız için davranışı.

Şekil 5.24'te ise 2000 d/dk'lık referans hız girişinde motorun hızı incelenmiştir.

Yine kestirilen değer ile motorun gerçek hızının örtüştüğü yani sistemin başarılı olduğu söylenebilir.

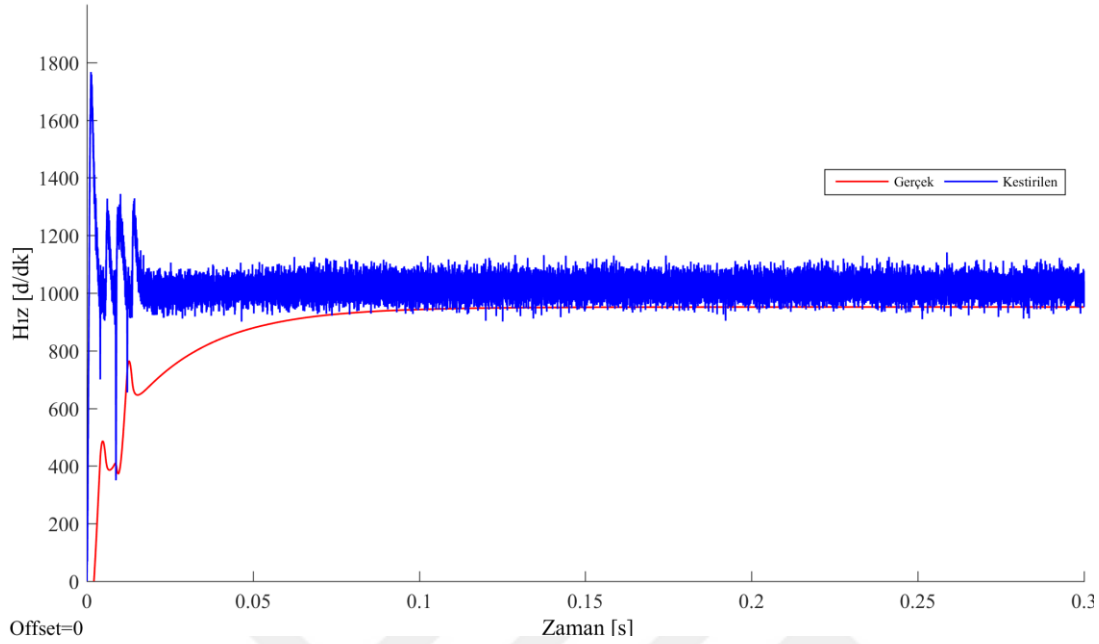


şekil 5.23 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle motorun 3000 d/dk referans hız için davranışı.



şekil 5.24 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle motorun 2000 d/dk referans hız için davranışı.

1000 d/dk'lık referans hızda ise motorun davranışı yine başarılıdır ancak geçici hal yanıtı kötüleşmiştir. 500 d/dk referans giriş ise bu matrislerde de uygulanamamıştır.



şekil 5.25 : Optimize edilen R ve Q matrisleriyle motorun 1000 d/dk referans hız için davranışı.

Optimize edilen R ve Q matrisleriyle sistemin geçici hal yanıtında ve düşük hızlarda başarımında iyileştirme yapılmıştır. Sürekli hal yanıtı her iki durumda da başarılıdır. Anma hızına yaklaşıldığında iki durum için de başarım iyi iken optimize edilmiş durumda daha iyi olduğu görölmektedir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada bir sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrolü Kalman filtresi yapısı ile deneme – yanılma ve optimizasyon sonucu bulunan R ve Q matrisleri kullanılarak gerçekleştirilmiş ve sonuçlar kıyaslanarak irdelenmiştir.

İlk önce SMSM'nin elektriksel ve mekanik yana ilişkin eşitlikleri çıkarılıp dq eksen takımında matematiksel modeli oluşturulmuştur. Simulink üzerinde oluşturulan matematiksel model ile Kalman filtresi yapısı için benzetim modeli oluşturulmuştur. Benzetim çalışmalarında Kalman filtresinin sistem ve ölçüm gürültülerinin kovaryansını veren R ve Q matrisleri ilk olarak kabaca seçilmiş ve sistem üzerine etkisi incelenmiştir. R ve Q matrislerinin çok küçük seçildiği durumda filtrenin çalışmasının başarılı olmadığı, sistemde kararsızlık problemlerine neden olduğu görülmüştür. R ve Q matrislerinin birbirine yaklaştığı durumda ise sistemin cevabına etki ettiği görülmüştür. Daha sonra deneme – yanılma yoluyla başarılı performans veren R ve Q matrisleri bulunmuş ve motorun farklı referans hız girişlerinde hız ve konum cevapları incelenmiştir. Motorun gerçek hızıyla filtre tarafından kestirilen hızın arasında geçici hal yanıtında sapmalar olduğu sürekli halde ise birbirine yakın olduğu görülmüştür. R ve Q matrislerini deneme – yanılma yoluyla bulmak uzun ve zahmetli bir iş olup bu matrislerin bileşenlerini bazı algoritmalar ile optimize etmek süreci kısaltan ve sistem yanıtlarını iyileştiren bir yöntem olmaktadır. R ve Q matrisleri doğadan esinlenen algoritmalarından olan genetik algoritma ile uygunluk fonksiyonu olarak hatanın karesinin integrali kullanılıp en küçükleştirilerek optimize edilmiştir. Optimize edilen değerler ile yeniden benzetim ortamında motorun davranışı incelenmiştir. Farklı referans hız girişleri altında motorun hız ve konum yanıtlarına bakılmıştır. Elde edilen sonuçlar ışığında optimize edilen matrislerle motorun yanıtında iyileşme olduğu görülmüştür. İyileşme, geçici hal yanıtında daha fazla belirgindir. Referans hız girişlerinde belirli bir noktadan sonra filtrenin başarımının düştüğü görülmüştür. Benzetim sonuçlarının başarılı olmasıyla filtre yapısı küçük güçlü bir hall sensörlü SMSM'ye uygulanmıştır. Texas Instruments firmasının C2000 TMSF28027 ve DRV8301 kartları kullanılarak uygulama laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir.

Benzetim sonuçlarına benzer şekilde farklı referans hız girişleri verilerek motorun hız yanıtına bakılmıştır. İlk olarak optimize edilmemiş durumlar daha sonra ise optimize edilen durumlar incelenmiş olup optimize edilen değerler ile benzetim ortamıyla örtüşecek şekilde uygulamada da motorun davranışının iyileştiği görülmüştür.

Belirli bir noktadan sonra referans hız girişi altında filtrenin yapısından dolayı kararsızlık problemleri olduğu görülmüştür. Bu durum motorun küçük güçlü olması sebebi ile motor parametrelerinin küçük olmasından kaynaklanmaktadır. Bu durum için hibrit çalışan filtre yapıları önerilebilir.

Sonuç olarak rastgele seçilen R ve Q matrisleri ile en uygunlaştırılmış sonuca kısa sürede ulaşmanın rastlantısal olduğu, bu sürecin R ve Q matrislerinin matematiksel yöntemler kullanılarak kısaltılabileceği, bunu için Genetik algoritmanın kullanılabilir ve uygulanabilir olduğu, gösterilmiştir. Anılan yöntemle R ve Q matrisleri en uygunlaştırılarak benzetimler yapılarak karşılaştırılmıştır. Hesaplanan R ve Q matrislerinin uygulamalı çalışmaya aktarılması ile benzetim ve uygulamalı sonuçların örtüştüğü, hesap yönteminin tutarlı olduğu ispatlanmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] Tong, W. (2014). *Mechanical Design of Electric Motors*. Boca Raton, Fla: CRC,, p.39
- [2] Sarıoğlu, K. (1993). *Elektrik Makinalarının Temellleri II – Senkron Makinalar*. İTÜ, p.17
- [3] Husain, I. (2003) *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*. Boca Raton, FL: CRC, p.240
- [4] Abu-Rub, H., Iqbal, A., ve Guzinski, J. (2012). *High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink models*. John Wiley ve Sons
- [5] Bartelt, T. L. M. (2011). *Cram101 Textbook Outlines to Accompany Industrial Control Electronics, Devices, Systems and Applications, Bartelt, 2nd Edition*. United States: Content Technologies, p.186
- [6] Rashid, M. H. (2001). *Power Electronics Handbook*. San Diego: Academic, p.904
- [7] Novotny, D. W., ve T. A. L. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford: Clarendon, Print. p.259
- [8] Rabman, M. A. (1980). Permanent magnet synchronous motors-a review of design art in Proc. ICEM, Athens, Greece, pt. 1, pp. 312-319.
- [9] Trzynadlowski, A. (1994). *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*. Boston: Kluwer Academic, 1994. Print. p.97
- [10] Laramore, R. D. (1990). *An introduction to electrical machines and transformers*. Wiley.
- [11] Gandhi K., Saxena S., Ali, M. (2013). Vector Control of 3-Phase Induction Motor, *MIT International Journal of Electrical and Instrumentation Engineering*, Vol. 3, No. 2, pp. 85–88 ISSN No. 2230-7656 MIT Publications
- [12] Subrahmanyam, V. (1988). *Thyristor Control of Electric Drives*. N.p.: Tata McGraw-Hill, s.267
- [13] Kronberg, A. (2012). Design and simulation of field oriented control and direct torque control for a permanent magnet synchronous motor with positive saliency.
- [14] Kirtley, J. L. (2011). *Electric power principles: sources, conversion, distribution and use*. John Wiley ve Sons.

- [15] **Benjak, O., ve Gerling, D.** (2010, September). Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on* (pp. 1-6). IEEE.
- [16] **Ertugrul, N., ve Acarnley, P. P.** (1998). Indirect rotor position sensing in real time for brushless permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(4), 608-616.
- [17] **Boldea, I., Paicu, M. C., ve Andreescu, G. D.** (2008). Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(5), 2612-2618.
- [18] **Sagar, S. V., ve Joseph, K. D.** (2013). Speed estimation algorithms for sensorless control of PMSM. In *Automation, Computing, Communication, Control and Compressed Sensing (iMac4s), 2013 International Multi-Conference on* (pp. 138-143). IEEE.
- [19] **Shen, J. X., Zhu, Z. Q., ve Howe, D.** (2004). Sensorless flux-weakening control of permanent-magnet brushless machines using third harmonic back EMF. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(6), 1629-1636.
- [20] **Benjak, O., ve Gerling, D.** (2010, October). Review of position estimation methods for PMSM drives without a position sensor, part III: Methods based on saliency and signal injection. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on* (pp. 873-878). IEEE.
- [21] **Fairman, F. W.** (1998). *Linear control theory: the state space approach*. John Wiley ve Sons.
- [22] **Elmas, C., ve Zelaya-De La Parra, H.** (1996). Application of a full-order extended Luenberger observer for a position sensorless operation of a switched reluctance motor drive. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 143(5), 401-408.
- [23] **Yousfi, D., Halelfadl, A., ve El Kard, M.** (2009, April). Review and evaluation of some position and speed estimation methods for PMSM sensorless drives. In *Multimedia Computing and Systems, 2009. ICMCS'09. International Conference on* (pp. 409-414). IEEE.
- [24] **Li, C., ve Elbuluk, M.** (2001, September). A sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motors. In *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE* (Vol. 2, pp. 1273-1278). IEEE.
- [25] **Dhaouadi, R., Mohan, N., ve Norum, L.** (1991). Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 6(3), 491-497.

- [26] **Bolognani, S., Oboe, R., ve Zigliotto, M.** (1999). Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 46(1), 184-191.
- [27] **Bilgin, M. Z.** (2005). Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Sürekli Miknatıslı Senkron Motor Sürücülerini İçin Başlangıç Rotor Konumunun Yapay Sinir Ağı Yardımıyla Belirlenmesi, *III. Otomasyon Sempozyumu Bildiriler Kitabı*, EMO.
- [28] **Kaux, S., ve Fadel, M.** (2005). Kalman filter and redundant observer comparison for sensorless PMSM velocity control. In *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on* (Vol. 3, pp. 887-892). IEEE.
- [29] **Qiu, A., Wu, B., ve Kojori, H.** (2004). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter. In *Electrical and Computer Engineering, 2004. Canadian Conference on* (Vol. 3, pp. 1557-1562). IEEE.
- [30] **Zheng, Z., Li, Y., ve Fadel, M.** (2007). Sensorless control of PMSM based on extended kalman filter. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on* (pp. 1-8). IEEE.
- [31] **Zhang, Z., ve Feng, J.** (2008). Sensorless control of salient PMSM with EKF of speed and rotor position. In *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on* (pp. 1625-1628). IEEE.
- [32] **Chen, H., Liu, B., Qu, Y., ve Zhou, X.** (2014). Low speed control for PMSM based on reduced-order adaptive Kalman filter. In *Control Conference (CCC), 2014 33rd Chinese* (pp. 7959-7963). IEEE.
- [33] **Mergen, A. F., and Zorlu S.** (2010). *Elektrik Makineleri III: Senkron Makineler*. İstanbul: Birsen Yayınevi, p.2
- [34] **Gieras, J. F.** (2002). *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press.
- [35] **Matsui, N.** (1996). Sensorless PM brushless DC motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(2), 300-308.
- [36] **Krishnan, R.** (2009). *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press.
- [37] **Finken, T., Hombitzer, M., ve Hameyer, K.** (2010, November). Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles. In *Emobility-Electrical Power Train, 2010* (pp. 1-7). IEEE.
- [38] **Bochenkov, B., ve Lutz, S.** (2004). A review of modern materials of permanent magnets. In *Science and Technology, 2004. KORUS 2004. Proceedings. The 8th Russian-Korean International Symposium on* (Vol. 1, pp. 201-203). IEEE.

- [39] **Strauss, F.** (1952). Synchronous Machines with Rotating Permanent-Magnet Fields; Part II. Magnetic and Electrical Design Considerations. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, 71(1), 887-893.
- [40] **Hanrahan, D. J., ve Toffolo, D. S.** (1957). Permanent Magnet Generators Part I-Theory. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, 76(3), 1098-1103.
- [41] **Douglas, J. F.** (1959). Current Loci of Permanent-Magnet Synchronous Motors: An Extension or Blondel Theory. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, 78(3), 76-78.
- [42] **Lee, S. W., Drwiega, J., Mazyck, D., Wu, C. Y., ve Sigmund, W. M.** (2006). Synthesis and characterization of hard magnetic composite photocatalyst—Barium ferrite/silica/titania. *Materials Chemistry and Physics*, 96(2), 483-488.
- [43] **Rahman, M. A., ve Zhou, P.** (1996). Analysis of brushless permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(2), 256-267.
- [44] **Chan, C. C., ve Chau, K. T.** (1996). An advanced permanent magnet motor drive system for battery-powered electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 45(1), 180-188.
- [45] **Boldea, I., ve Nasar, S. A.** (1992). *Vector control of AC drives*. CRC press.

ÖZGEÇMİŞ



Ad-Soyad : Gökhan ALTINTAŞ

Doğum Tarihi ve Yeri : 07.12.1993

E-posta : altintasgo@itu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2015, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği
- **Lisans** : 2016, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Dekanlığı, Ord.Prof. Bedri Karafakioğlu Bölüm Birinciliği ve Pekiyi Derece Başarı Plaketi
- İTÜ Elektrik Elektronik Fakültesi Dekanlığı, Bölüm Birinciliği Başarı Plaketi
- TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Bölüm Birinciliği Başarı Plaketi
- İTÜ Rektörlüğü, Bölüm Birinciliği Başarı Belgesi

YAYINLAR VE SUNUMLAR:

- **Altıntaş, G., Atalay, A. K., Kocabaş, D. A., ve Gülbahçe, M. O.** (2016). Manyetik Yataklı Güneş Motoru Tasarımı ve Aydınlik Düzeyi-Hız Karakteristiğinin Belirlenmesi. *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, 4(3).
- **Altintas, G., Gulbahce, M. O., ve Kocabas, D. A.** (2016, Ekim). Nonideal analysis, design and voltage mode control of a boost converter. In *Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 2016 57th International Scientific Conference on* (pp. 1-6). IEEE.
- **Altıntaş, G., ve Aydın, Y.** (2016). Genetik Algoritma Tabanlı Kesirli ve Tam Dereceli PID Kontrol Edicilerin Bir Uçak Modeli Üzerinde Karşılaştırılması, *ELECO2016*.

- **Altintas, G., ve Aydin, Y.** (2017, Şubat). A comparison on genetic algorithm based integer order and fractional order PID control of magnetic bearing system. In *Mechatronics (ICM), 2017 IEEE International Conference on* (pp. 20-24). IEEE.
- **Yildiz, B., Altintas, G., Gulbahce, M. O., ve Kocabas, D. A.** (2017). Design, Voltage Mode Control and Non-ideal Analysis of a Low Voltage-High Current Synchronous Buck Converter. *Istanbul University-Journal Of Electrical And Electronics Engineering*, 17(2).
- **Altintas, G., ve Aydin, Y.** (2017, Temmuz). Optimization of Fractional and Integer Order PID Parameters using Big Bang Big Crunch and Genetic Algorithms for a MAGLEV System, *IFAC2017*.

