T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DÜŞÜK HIZ BÖLGESİ İÇİN SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR (PMSM) KONTROLÜ

SERKAN BÜYÜKABALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE
2021

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DÜŞÜK HIZ BÖLGESİ İÇİN SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR (PMSM) KONTROLÜ

SERKAN BÜYÜKABALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
PROF. DR. ABDULKADİR BALIKÇI

GEBZE
2021

T.R.

GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

LOW SPEED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR (PMSM) CONTROL

SERKAN BÜYÜKABALI

A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE

DEPARTMENT OF ELECTRONICS ENGINEERING

THESIS SUPERVISOR

PROF. DR. ABDULKADİR BALIKÇI

GEBZE

2021

GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ	YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 01/07/2021 tarih ve 2021/30 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 13/07/2021 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Serkan BÜYÜKABALI'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE
(TEZ DANIŞMANI) : Prof. Dr. Abdülkadir BALIKÇI

ÜYE : Dr. Tuba GÖZEL

ÜYE : Doç. Dr. Uğur HASIRCI

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
…..…/…..…/..…… tarih ve ……/……... sayılı kararı.

ÖZET

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, dönen rotor üzerine yerleştirilmiş mıknatıslardan ve sabit iletken sargılardan oluşan fırçasız tip motorlardır. Rotorda bulunan mıknatısların oluşturduğu dönen manyetik alan ile sabit sargılardan akıtılan akımların oluşturduğu elektromanyetik alanın etkileşime girmesi ile oluşan kuvvetler motorun dönmesini sağlamaktadır.

Bu tip motorların sürülebilmesi için kompleks kontrol teknikleri gerekmektedir ve konum bilgisi verimli sürüş için çok önemlidir. Ancak kullanılan konum algılayıcıları sistem maliyetini arttırmaktadır. Maliyeti düşürmek için sensörsüz konum kestirimi üzerine oldukça yoğunlaşmış çalışmalar yürütülmektedir. Düşük hız bölgesinde sensörsüz konum kestirimi ise daha özelleşmiş bir konudur. Bu hız bölgesinde elektromotor kuvvetler çok düşük olduğundan motorun ideal olmayan özelliklerine dayanan yöntemler uygulanmaktadır.

Bu çalışmada temel kavramlar açıklanmış, literatürde çalışılan sürme yöntemleri analiz edilerek düşük hız bölgesi için tezde uygulanacak yöntem belirlenmiştir. Uzay vektörler açıklanarak alan odaklı kontrol ayrıntılarıyla ele alınmıştır. Sensözsüz sürüş kavramı üzerinde durulmuştur. Sıfır/düşük hız bölgesinde sensörsüz motor sürüş için konum kestirim problemine odaklanılmış, yüksek frekans voltaj enjeksiyonu yöntemi ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Yöntem için matematiksel ifadeler elde edilmiştir. MATLAB ortamında betikler yazılarak uygulanacak algoritma bilgisayar ortamında doğrulanmıştır. C Programlama Dili ile mikro-denetleyicide çalışacak kod geliştirilmiştir. Sanal akım değerleri ile gerçek zamanlı kod çalıştırma ortamında kodun hataları ve eksikleri giderilmiş, çalıştığı doğrulanmıştır. Motor fazlarına sabit açıda sürme akımı uygulanarak rotor belli açılara hizalanmış ve yüksek frekans enjeksiyon yöntemi uygulanarak konum bilgisi elde edilmiştir. Elde edilen konum bilgisi ile rotorun sabitlendiği açılar karşılaştırılarak yöntem gerçek sistem üzerinde doğrulanmıştır. Aynı doğrulama işlemi düşük hızda dönen sürme akım vektörü uygulanarak da denenmiş ve algoritma yoluyla düşük hızlarda da konumun doğru kestirilebildiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (PMSM), Ters Elektromotor Kuvvet (Zıt-EMK), Yüksek Frekans Voltaj Enjeksiyonu (HFI).

SUMMARY

Permanent magnet synchronous motors are brushless motors which are the combination of the rotating rotor and fixed stator windings. The interaction between rotating rotor magnetic field and the sinking stator currents electromagnetic field, provides motor rotation.

Complex control techniques are needed to drive these motors. Rotor position is very important for an efficient drive. However, position sensors increase system costs. Highly concentrated studies are carried out for the sensor-less position estimation to decrease costs. Low speed region is a specific region for sensor-less position estimation. Back electromotor force is very low for this speed region. Therefore, methods based on non-ideal characteristics of the motor are applied.

In this study, fundamental information is explained. The drive methods in the literature are analyzed. Focused on the sensor-less position estimation methods for low-speed region. High frequency injection method is selected to be applied in this study. Method is deeply studied and implemented practically.

Method algorithm is mathematically defined and verified with the MATLAB scripts. Embedded code is improved for the microcontroller. Errors of the created code are fixed via debugging interface with the generated virtual currents. Constant angle voltage vector is applied to the motor windings, so rotor is aligned to a dedicated position. Then low speed huge amplitude rotating voltage vector is applied to the stator windings. Rotor is rotated with the rotating vector. Aligned and rotating vector actual positions and estimated rotor positions are compared. Hence method is verified for the zero and low speed regions.

Key Words: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), Back Electro-motor Force (BEMF), High Frequency Voltage Injection (HFI).

TEŞEKKÜR

Başta desteklerinden dolayı tez danışmanım sayın Prof. Dr. Abdulkadir BALIKÇI'ya,

Bu günlere gelmemde en büyük emeği olan annem Gonca BÜYÜKABALI ve babam Ahmet BÜYÜKABALI'ya,

Yüksek lisans eğitimim boyunca sabırla beni destekleyen eşim Elif BÜYÜKABALI'ya ve sevgili kızlarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
TABLOLAR DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği	1
1.2. Literatür Araştırması	3
1.2.1. Düşük Motor PMSM Sürüş İçin Yöntem Seçimi	4
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	7
2.1. Temel Kavramlar	7
2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Tipleri	10
2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Matematiksel Modeli	11
3. PMSM KONTROL TEKNİKLERİ	13
3.1. PMSM Kontrolünde Kullanılan Yöntemler	13
3.1.1. Bulanık Mantık Kontrolü	13
3.1.2. Sinir Ağları	17
3.1.3. Sensörsüz Kontrol Teknikleri	19
3.1.4. Hibrit Kontrol Yöntemleri	21
3.1.5. Diğer Kontrol Yöntemleri	23
3.2. Vektör Kontrol Yöntemleri	27
3.2.1. Alan Odaklı Kontrol	28
3.2.2. Gerilim Vektör Kontrolü	29
3.2.3. Doğrudan Dönme Momenti Kontrolü	29
3.2.4. Doğrusal Olmayan Kuvvet Momenti Kontrolü	31
3.3. Sensörsüz PMSM Sürüş	31
3.3.1. Açık Çevrim Yöntemler	35

3.3.2. Kapalı Çevrim Yöntemler 39
3.3.3. Motorun İdeal Olmayan Özelliklerine Dayalı Yöntemler 45
4. ALAN ODAKLI KONTROL 49
4.1. Uzay Vektörleri 49
4.2. Alan Odaklı Kontrol Blokları 50
4.2.1. Clark Dönüşümü 51
4.2.2. Park Dönüşümü 52
4.2.3. Hız Kontrolcü 52
4.2.4. Akım Kontrolcü 53
4.2.5. Modülasyon 53
5. YÜKSEK FREKANS ENJEKSİYONU 54
5.1. Konum Kestirim Algoritmasının Elde Edilmesi 54
5.2. Algoritmanın Bilgisayar Ortamında Doğrulanması 58
5.3. Yöntemin Gerçek Bir Sistem Üzerinde Çalıştırılması 60
6. SONUÇLAR ve YORUMLAR 68

KAYNAKLAR 70
ÖZGEÇMİŞ 76
EKLER 77

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler ve Kısaltmalar		**Açıklamalar**
PMSM	:	Sabit mıknatıslı senkron motor
FPGA	:	Alan programlamalı kapı dizisi
EMK	:	Elektromotor kuvvet
SoC	:	Yonga üstü sistem
HFI	:	Yüksek frekans enjeksiyonu
PWM	:	Darbe genlik modülasyonu
SVPWM	:	Uzay vektör darbe genlik modülasyonu
FOC	:	Alan odaklı kontrol
VHDL	:	Çok yüksek hızlı entegre devre donanım tanımlama dili
VVC	:	Gerilim vektör kontrolü
EKF	:	Geliştirilmiş kalman filtresi
MRAS	:	Model referans uyarlamalı sistem
INFORM	:	Çevrimiçi reaktans ölçümüne dayalı dolaylı akı tespiti
RWNN	:	Tekrarlayan dalgacık sinir ağı
RBF	:	Açı temelli fonksiyon
DTC	:	Doğrudan kuvvet momenti kontrolü

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil No :		Sayfa
1.1:	Yüksek frekans akım sinyali de-modülasyon işlemi blok şeması.	6
2.1:	Alternatif akım motoru.	7
2.2:	Sabit mıknatıslı senkron motor.	9
3.1:	Genetik bulanık kontrolcü blok şeması.	14
3.2:	Takagi-Sugano bulanık mantık yaklaşımı kontrol şeması.	15
3.3:	Bulanık mantık kontrolcü blok diyagramı.	16
3.4:	Uyarlanabilir bulanık hız kontrolcüsü sistem şeması.	17
3.5:	Tekrarlayan dalgacık sinir ağı sistem şeması.	18
3.6:	Yapay sinir ağı hız kontrolcüsü kullanılmış sistem şeması.	19
3.7:	FPGA temelli genişletilmiş kalman filtresi kullanılmış kontrol sistemi.	20
3.8:	Kayan kip gözlemleyici - Sigmoid fonksiyonu.	21
3.9:	Sinir ağları ile bulanık mantık parametrelerinin ayarlandığı yöntem şeması.	22
3.10:	Uyarlanabilir bulanık mantık kontrolcü ve kayan kip gözlemleyici.	23
3.11:	Model referans uyarlanabilir sistem blok şeması.	23
3.12:	Model referans uyarlanabilir sistem uygulanmış PMSM kontrol şeması.	24
3.13:	Sinerjik kontrol blok şeması.	24
3.14:	Standart model referans uyarlanabilir kontrolcü blok şeması.	25
3.15:	Durum gözlemleyicisi kullanılarak oluşturulmuş model referans uyarlanabilir kontrolcü blok şeması.	26
3.16:	PFC yönetimi kullanılarak oluşturulmuş pmsm kontrol şeması.	26
3.17:	PFC+ESO yöntemi kullanılarak oluşturulmuş pmsm kontrol yöntemi.	27
3.18:	PMSM vektör kontrol teknikleri.	28
3.19:	Alan odaklı kontrol (FOC).	29
3.20:	Doğrudan tork kontrolü kontrol şeması.	30
3.21:	Yüksek frekans enjeksiyonu uygulanmış sensörsüz doğrudan tork kontrolü.	31
3.22:	Pozisyon ve hız kestirimi için blok şema.	36
3.23:	Zıt-elektromotor kuvveti yöntemi blok şeması.	37
3.24:	PLL temelli hız ve pozisyon kestirimi blok şeması.	39

3.25: Zıt-EMK hız ve konum tahminci diyagram. 39
3.26: Kayan kip gözlemleyici blok diyagramı. 42
3.27: Zıt-EMK blok diyagramı. 43
3.28: MRAS tahminci blok şeması. 43
3.29: MRAS örnek blok diyagramı. 44
3.30: dq eksenine uygulanan gerilim enjeksiyonu yöntemi ile hız kontrolü. 47
4.1: Uzay vektörleri. 49
4.2: Motor kontrol uygulaması ve alan odaklı kontrol. 50
5.1: Sabit rotor için dönen sargı gerilimlerinin maruz kalacağı indüktans değerleri. 54
5.2: Rotor konumu ve dönen koordinat ekseninde uygulanan elektriksel vektörler. 55
5.3: αβ eksenlerinde örneklenen akım sinyaline bant geçiren filtre uygulaması. 57
5.4: Uygulanan yüksek frekans gerilim sinyali. 58
5.5: αβ ekseninde oluşan faz akımları. 59
5.6: Vektör rotasyonu uygulanmış akım işareti. 59
5.7: Yüksek geçiren filtre uygulaması çıkışında elde edilen sinyaller. 59
5.8: Hesaplanan rotor konum bilgisi. 60
5.9: Yüksek frekans gerilim sinyali ve elde edilen sanal akım sinyali. 62
5.10: 0° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali. 62
5.11: 45° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali. 63
5.12: 90° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali. 63
5.13: 135° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali. 63
5.14: 180° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali. 63
5.15: Dönen sanal motor için elde edilen sinyaller. 64
5.16: Uygulanan gerilim sinyali ve fazlarda oluşan akım sinyali. 65
5.17: Hesaplanan sanal akım değerleri ve gerçek akım değerleri. 66
5.18: Gerçek sistem üzerinde gerçek akım sinyalleri ve konum kestirimi. 67

TABLOLAR DİZİNİ

Tablo No :		Sayfa
2.1:	PMSM motorun DC motor ve indüksiyon motoruna göre avantajları.	8
3.1:	Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar'ın PMSM kontrol teknikleri için oluşturdukları gruplandırma.	12
3.2:	Li Yongdong, Zhu Hao'nun 2008'de yaptıkları çalışmada sensörsüz pozisyon kestirim ve kontrol yöntemleri için oluşturdukları gruplandırma.	32
3.3:	Arafa S. Mohamed, Mohamed S. Zaky, Ashraf S. Zein El Din ve Hussain A. Yasin'in 2011'de yaptıkları çalışmada sensörsüz sabit mıknatıslı senkron motor sürüş teknikleri için oluşturdukları gruplandırma.	33
3.4:	Jyoti Agrawal ve Sanjay Bodkhe 2013'te yaptıkları çalışmada sensörsüz konum kestirimi için belirledikleri gruplandırma.	34
3.5:	Sensörsüz konum kestirim yöntemleri için tez kapsamında oluşturulan gruplandırma.	35

1. GİRİŞ

Sabit mıknatıslı senkron motorlar sabit sargılar ve dönen bir rotordan oluşur. Sabit sargılardan akım geçirilerek elektromanyetik alan oluşturulur. Rotor üzerindeki mıknatısların oluşturduğu manyetik alan ile sargıların oluşturduğu elektromanyetik alan, aralarındaki açıya ve kutup konumlarına göre birbirini iter ya da çekerler. Bu itme-çekme kuvvetleri yönlendirilerek motorun istenen yönde ve istenen dönme momenti ile dönmesi sağlanır.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar fırçasız olduklarından rotor sürtünmesi çok azdır. Fırçalı tip motorlara göre karşılaştırdıklarında bakım maliyetleri düşüktür ve ömürleri uzundur. Fırçasız olduklarından ve senkron sürüş teknikleri uygulandığından dönme momenti salınımları, motor titreşimleri ve duyulabilir ses yayılımları oldukça düşüktür. Sargıların oluşturduğu elektromanyetik alan vektörleri ile rotorun üzerindeki mıknatısların oluşturduğu manyetik alan vektörleri en optimum açıda etkileşime girdiğinden verimleri yüksektir. Sabit mıknatıslı senkron motorlar, müşteri elektroniği uygulamalarında yüksek oranda tercih edilmektedir.

Sabit mıknatıslı senkron motorların senkron çalışabilmesi için oldukça karmaşık algoritmalar ve yöntemler uygulanmaktadır. Rotorun hareket esnasındaki pozisyonu senkron sürüş için oldukça önemlidir. Konum tespiti için optik ya da manyetik sensörler kullanılmaktadır. Ancak özellikle yüksek adetli üretilen uygulamalar için kullanılan sensörler sistem maliyetlerini oldukça arttırmaktadır. Maliyet artışının yanında mekanik titreşimin olduğu bir sisteme sensör yerleştiriyor olmak sistemin sağlamlığını ve ömrünü düşürmektedir. Bu sebeplerden dolayı sensörsüz sürüş yöntemleri üzerine çok fazla çalışma yürütülmektedir.

Sensörsüz sürüş yöntemleri incelendiğinde sıfır hız ve düşük hız bölgelerinde uygulanan konum kestirim ve kontrol yöntemleri ile daha yüksek hız bölgelerinde uygulanan yöntemlerin ayrıştığı görülmektedir. Bundan dolayı sensörsüz sürüşte sıfır hız ya da düşük hız bölgesinin ayrıca incelenmesi gerekliliği ortaya çıkmaktadır.

1.1. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği

Tezin amacı; sabit mıknatıslı senkron motorların düşük hız bölgesinde sensörsüz kontrolüne ilişkin gerekli temel kavramları ve kontrol yöntemlerini ortaya koymak; seçilen bir sensörsüz konum kestirim yöntemi ile sıfır/düşük hızda rotor konumunu kestirmek ve alan etkili vektör kontrolün diğer döngü elemanlarını kontrole entegre ederek sabit mıknatıslı senkron motor için düşük hızda sensörsüz motor sürüşü gerçekleştirmektir.

Zıt elektromotor kuvvet temelli klasik sensörsüz konum kestirim yönteminde rotor duruş pozisyonu kestirilemediğinden öncelikle belli bir süre hizalama işlemi uygulanarak rotorun, uygulanacak elektromanyetik alan vektörü ile senkronize olması sağlanmaktadır. Yükün miktarı bilinmeyen uygulamalar için her daim en yüksek yük mevcutmuş gibi motora en yüksek akım değeri uygulanarak hizalama işlemi gerçekleştirilmektedir. Bunun yanında rotor belli bir hıza ulaşana kadar yeteri kadar zıt elektromotor kuvvet oluşmadığından düşük hız bölgesinde rotor konumu kesin doğrulukla kestirilememektedir. Motor, konum ya da hız kestiriminin yapılabileceği hıza ulaşana kadar açık çevrim sürüş gerçekleştirilmekte; senkronizasyon kaybının yaşanmaması için mümkün olan en yüksek akımlar uygulanmaktadır. Ayrıca oluşan yükler tahmin edilemediğinden önceden kestirilebilen ya da test edilen koşulların dışında oluşabilecek yük koşullarına kontrol sistemi cevap verememektedir.

Maksimum kalkış verimini elde edebilmek için; sargılara uygulanan akımların oluşturduğu elektromanyetik alan vektörü ile rotorun oluşturduğu manyetik alan vektörü arasında doksan derece dik açı olmalıdır. Ancak klasik yöntemde sıfır hız ya da düşük hız bölgesi için rotor konumu kestirilemediğinden açı koşulu sağlanamamakta ve bu sebepten sürüş verimi oldukça düşmektedir.

Sıfır hız ya da düşük hız bölgesine özel uygulanan kontrol ve kestirim yöntemleri kullanılarak bu hız bölgesi için konum kestirimi yüksek doğrulukla ve gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilebilmektedir. Konum kestirimi sayesinde bu hız bölgesi için de kapalı çevrim sürüş gerçekleştirilebilmekte ve gereksiz uygulanan akımlar en aza indirilmektedir. Test koşulları haricinde bir yük koşulu oluşsa da kontrol sistemi kapalı çevrim çalıştığından bu yük koşulunda dahi sürüş gerçekleştirilebilmektedir. Kalkış verimi ve buna bağlı olarak toplam sürüş verimi oldukça artmaktadır.

Bu tez çalışmasında, sabit mıknatıslı senkron motorlar (PMSM) için temel kavramlar araştırılmış, tipleri incelenmiş ve matematiksel modeli ortaya konmuştur. PMSM kontrolü için uzay vektörü kavramı incelenmiş ve alan odaklı kontrol ayrıntıları ile ele alınmıştır.

Literatür araştırması kapsamında öncelikle PMSM kontrol teknikleri araştırılmış, sensörsüz sabit mıknatıslı senkron motor sürüş teknikleri incelenmiştir. Düşük hız bölgesi için uygulanabilecek yöntemler ayrıntılı olarak araştırılmıştır. Yapılan araştırmalar sonucunda rotor konum kestirimi için yüksek frekans enjeksiyonu (HFI) yöntemi seçilmiştir.

Yüksek frekans enjeksiyonu yöntemine ilişkin algoritmaların çıkarım yöntemleri, seçim kriterleri incelenmiş ve motor modeli üzerinden matematiksel formüller elde edilmiştir. Algoritmaya ilişkin MATLAB ortamında betikler yazılarak bilgisayar ortamında doğrulanmıştır. Yöntemin uygulanması için C programlama dilinde ilgili mikro-denetleyici için kontrol kodu yazılmıştır. Geliştirilen kod sanal akımlar ile doğrulanmıştır. Seçilen hazır devre üzerindeki mikro-denetleyici ve modüllerine ilişkin sürücü kodları da eklenerek yöntem, gerçek sistem üzerinde denenmiştir.

1.2. Literatür Araştırması

Düşük hız bölgesinde sabit mıknatıslı fırçasız motor kontrol teknikleri araştırılırken amaç, tez çalışması aşamasında uygulanmak üzere, sistem maliyeti düşük, uygulanabilir bir yöntem belirlemektir. Bu amaçla, ilk aşamada PMSM kontrol tekniklerinin araştırılması üzerine yapılmış çalışmalar incelenmiştir [1], [2]. Bugüne kadar çalışılan kontrol tekniklerinin genel vektör kontrol yöntemleri ile kullanıldığı görülmüştür. Sonrasında vektör kontrol teknikleri üzerine çalışılmıştır. Düşük sistem maliyeti hedefini sağlayabilmek için sensörsüz kontrol tekniklerinin araştırıldığı çalışmalar incelenmiştir. [3], [4]. Bu sayede resme yukarıdan bakan bir gözle literatürde kullanılan kontrol teknikleri ve ilişkileri anlaşılmaya çalışılmıştır. Ulaşılan makale ve çalışmalar; özet, makale metni ve sonuçlar üzerinden değerlendirilmiş, belirli kontrol teknikleri üzerine yazılmış makale ve çalışma raporlarının anlaşılması için araştırmalar yapılmıştır. Son olarak da ulaşılan kontrol teknikleri değerlendirilerek düşük hız kontrolü için kullanılacak yöntem belirlenmiştir.

Kontrol yöntemlerine ilişkin araştırma çalışması üçüncü bölümde; “PMSM Kontrol Yöntemleri” bölümünde ayrıntılı olarak raporlanmıştır. Burada çalışmaya ilişkin genel bir özet verilecek ve yöntemler karşılaştırılarak tezde kullanılacak yönteme karar verilecektir.

1.2.1. Düşük Motor PMSM Sürüş İçin Yöntem Seçimi

Literatür araştırması kapsamında incelenen tüm çalışmalar tez aşamasında kullanılacak düşük hız sabit mıknatıslı senkron motor kontrol yöntemlerini belirlemek için çalışılmıştır. İncelemeler; vektör kontrol yöntemleri, PMSM sürüş yöntemleri ve sensörsüz sürüş yöntemleri başlıkları altında incelenmiştir.

PMSM motor sürüş; hız kontrolcüsü, akım ya da tork kontrolcüsü, modülasyon blokları ve hız tespiti ya da kestirimini de kapsayan geniş bir çalışma alanını kapsamaktadır. Çalışmaları incelediğimizde, yazarların ya da araştırmacıların bahsedilen blok ya da bloklardan bazılarına dokunarak kontrolü sağlama ya da iyileştirme çabası görülmektedir.

Genel olarak özetlemek gerekirse bulanık mantık kontrolünün, hız kontrolünü iyileştirmek amacı ile geleneksel PI hız kontrolcüsüne alternatif olarak kullanıldığı görülmektedir. Genetik algoritmalar ya da kalman filtresi kullanımıyla bulanık mantık kural setleri ve parametrelerinin ayarlandığı uyarlanabilir çalışmalar mevcuttur. İncelenen bir çalışmada hem hız hem de akım kontrolcülerinin çıkarılarak yerine uyarlanabilir bulanık mantık kontrolcüsü kullanılmıştır. Yapay sinir ağları temelinde incelenen çalışmalarda da bulanık mantıkta olduğu gibi hız kontrolcüsüne ya da hem akım hem hız kontrolcüsüne alternatif yapılar önerilmiştir. Hem bulanık mantık hem de sinir ağlarının kullanıldığı yöntemlerde sistemlerin yüksek saklama alanlarına ve yüksek işlem güçlerine ihtiyaç duyduğu görülmektedir. Ayrıca düşük hız kontrolü düşünüldüğünde yüke bağlı hız ve akım değişimleri hızlı olmayacağından ek kaynak gerektiren bu tarz yöntemler elenmiştir.

Zıt-EMK tabanlı Luenberger, kayan kip, düşük dereceli gözlemleyici gibi yöntemler düşük hızlarda zıt-EMK oluşumu çok az olacağından uygun değildir. Bunun yanında sıfır hızda Zıt-EMK hiç oluşmamaktadır. Bu tür gözlemleyicileri düşük hızlarda çalıştırmaya yönelik çalışmalar yapılsa da gerçek sistemlerde devre üzerinde oluşan gürültüler Zıt-EMK’i bastıracağından ve ölçüm devrelerindeki toleranslardan

dolayı bu çözümlerin kullanılması durumunda sistemin ömrü boyunca birçok problemle karşılaşılacaktır. Kalman-filtresini kullanan yöntemlerin de yine Zıt-EMK üzerinden algoritma geliştirdiklerini görüyoruz.

Neredeyse tüm yöntemlerde alan yönlendirmeli vektör kontrol döngüsü kullanılmıştır. Bundan dolayı doğrudan dönme momenti kontrolcü yapısı ihmal edilmiştir. Vektör kontrol yöntemi olarak alan yönlendirmeli kontrol kullanılmıştır.

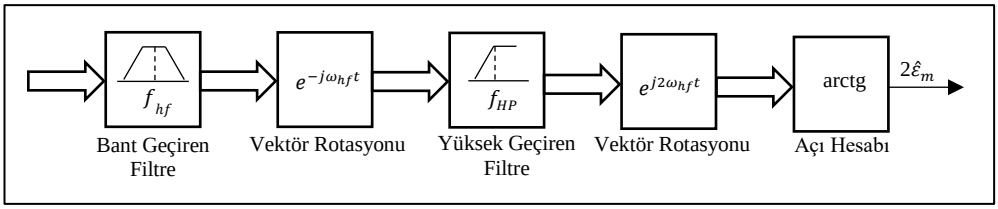
Düşük hız motor kontrolü için motorun ideal olmayan davranışına dayalı yöntemler en uygun olanları olarak görülmektedir. Bu özelliğe bağlı neredeyse tüm çalışmalar sıfır hız ya da düşük hız bölgesi için çalışılmıştır. Düşük frekans akım enjeksiyonu mekanik sistemin eylemsizliğine çok bağlıdır. Yükteki bilinmezliklerde algoritma performansı oldukça düşebilmektedir. INFORM yönteminin kullanılması için de ek gözlemleyicilerle çalıştırılan hibrit bir sistem gerekmektedir. Bunun yanında belli açı aralıklarıyla uygulanan gerilim vektörleri konum çözünürlüğünü düşürmektedir.

Yüksek frekans enjeksiyonu ile ilgili çalışmalar incelendiğinde; yöntemin düşük ve sıfır hızdaki konum cevabının ve çözünürlüğünün oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Matematiksel ifadeler incelendiğinde sistem konum cevabı parametre bağımsızdır. Ek bir kalıcı hafıza alanına ihtiyaç duyulmamaktadır. Bu sebeplerle tezde yüksek frekans enjeksiyonu yönteminin uygulanmasına karar verilmiştir. Kullanılan donanımdaki işlemci hızı yüksek seçilmelidir. Sinyal işleme algoritmalarının uygulanışında yetkinlik ve dikkat gerekmektedir.

P. Brandstetter ve T. Krecek'in 2013'te yayınladığı makale, [5] yüksek frekans enjeksiyonu yönteminin en açık şekilde uygulandığı çalışmalardan biridir. $\alpha\beta$ eksenlerine yüksek frekanslı gerilim vektörü uygulanmıştır. Elde edilen akım sinyaline de-modülasyon işlemi uygulanarak konum bilgisi elde edilmektedir.

$$u_{hf\alpha\beta} = U_{hf} \begin{bmatrix} -\sin(\omega_{hf} t) \\ \cos(\omega_{hf} t) \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

$$\begin{bmatrix} i_{Shf\alpha} \\ i_{Shf\beta} \end{bmatrix} = K_I \begin{bmatrix} L_s \cos(\omega_{hf} t) + \Delta L_s \cos(2\varepsilon_m - \omega_{hf} t) \\ L_s \sin(\omega_{hf} t) + \Delta L_s \sin(2\varepsilon_m - \omega_{hf} t) \end{bmatrix} \tag{1.2}$$



Şekil 1.1: Yüksek frekans akım sinyali de-modülasyon işlemi blok şeması.

De-modülasyon işleminin akış şeması Şekil 1.1‘de [5] gösterilmiştir. De-modülasyon işlemi sonucu elde edilen açı değeri mevcut rotor açısının iki katıdır. Bundan dolayı elde edilecek açı değeri 0-180 derece aralığında olacaktır. Ayrıca çalışmada verimli bir cevap için yüksek frekans sinyali açısal hızının rotor açısal hızının 10 katından fazla olması gerekliliği de vurgulanmıştır.

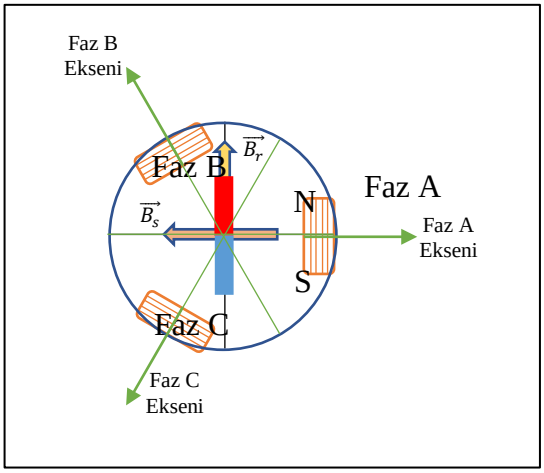
Çalışmada gerilim vektöründen akım sinyalinin elde edilmesi ve sinyal işleme adımlarında uygulanan matematiksel yöntemler net bir şekilde açıklanmamıştır. Bu kısımlar tez çalışmasında ayrıntılı şekilde incelenecektir.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Sabit mıknatıslı senkron motorların sıfır hız ya da düşük hız bölgesinde sensözsüz kontrolünü anlayabilmek için birçok temel kavramı iyi anlamak gerekmektedir. Bu bölümde; alternatif akım motoru, senkronizasyon, maksimum moment koşulu, fırçasız doğru akım motoru gibi kavramlar üzerinde durulmuştur.

2.1. Temel Kavramlar

Alternatif akım motorları, sabit stator sargıları ve dönen bir rotordan oluşan motorlardır. Sargılara uygulanan belli frekanstaki gerilimler sonucu aynı frekansta sargı akımları oluşur. Sargı akımları nüveler etrafında elektromanyetik alan vektörlerinin oluşmasını sağlarlar. Dönen rotor üzerine yerleştirilen kalıcı mıknatıslar sayesinde dönen manyetik alan vektörü oluşur. Stator akımlarının oluşturduğu manyetik alan vektörü ve rotor döner manyetik alan vektörü arasındaki etkileşim sayesinde kuvvet momenti oluşur ve motor döner. Sabit mıknatıslı senkron motorlar haricinde; dönen manyetik alanın, rotor üzerine yerleştirilen sargılar yoluyla oluşturulduğu ya da rotorda oluşturulan relüktans farkı ile elde edildiği uygulamalar da mevcuttur.



Şekil 2.1: Alternatif akım motoru.

Şekil 2.1'de sabit A, B ve C sargılarının oluşturduğu manyetik alan vektörü ve dönen mıknatıs şeklinde sembolize edilen rotorun oluşturduğu manyetik alan vektörü görülmektedir.

Alternatif akım motorları, stator manyetik alanı ve rotor manyetik alanı arasındaki senkronizasyon ilişkisine göre, senkron alternatif akım motorları ve asenkron alternatif akım motorları olarak iki grupta sınıflandırılır. Asenkron alternatif akım motorları, (indüksiyon motorları) sargıların oluşturduğu manyetik alan vektörünün rotor manyetik alanına göre çok daha hızlı döndüğü; stator manyetik alan vektörü ile rotor manyetik alan vektörünün senkron hareket etmediği motorlardır. Senkron alternatif akım motorları ise stator ve rotor manyetik alan vektörlerinin aynı hızda, senkron biçimde döndüğü motorlardır. Tablo 2.1'de [6] sabit mıknatıslı senkron motorların DC motorlara ve indüksiyon motorlarına göre avantajları sıralanmıştır.

Tablo 2.1 : PMSM motorun DC motor ve indüksiyon motoruna göre avantajları.

PMSM'ın DC Motora Göre Avantajları	PMSM'ın İndüksiyon Motoruna Göre Avantajları
Daha az ses seviyesi	Daha yüksek verimlilik
Daha uzun çalışma ömrü	Daha yüksek güç faktörü
Kıvılcımsız çalışma (Daha güvenli)	10 kW altı uygulamalarda daha yüksek güç yoğunluğu
Yüksek hız	Daha iyi ısıl transfer
Yüksek güç yoğunluğu ve daha küçük boyutlar	
Daha iyi ısı transferi	

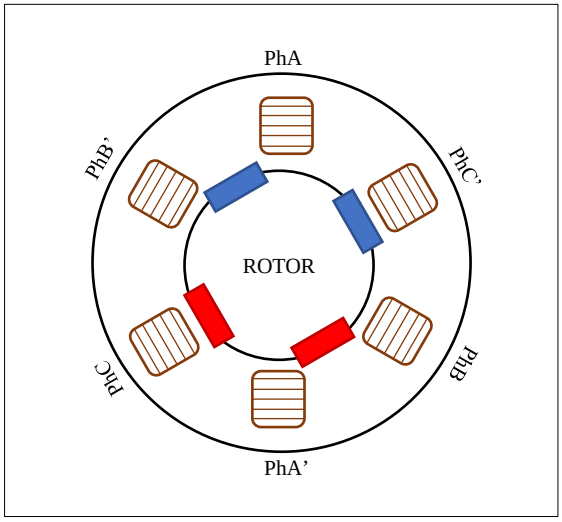
Minimum enerji ile maksimum dönme momenti elde edilebilmesi için motor sargılarının oluşturduğu manyetik alan vektörü ile rotorun oluşturduğu manyetik alan vektörü arasındaki açı 90° olmalıdır. Denklem (2.1) 'de bu ilişki açıkça ortaya konmuştur. Elde edilen dönme momenti, oluşan stator ve rotor akı vektörlerinin çarpımı ile doğru orantılıdır. "θ" açısı rotor manyetik alan vektörü ile stator elektromanyetik alan vektörü arasındaki açıdır.

$$L_d = L_q = L_s \quad için: \quad T_e = \frac{3}{2}\frac{n_p}{L_s}\,|\Psi_R|\,|\Psi_S|\,\sin\theta \tag{2.1}$$

"T_e" oluşan dönme momenti, "Ψ_R" rotorun oluşturduğu manyetik akı, "Ψ_S" stator sargı akımlarının oluşturduğu manyetik akı, n_p kutup sayısı ve L_s sargı indüktansları için kullanılan kısaltmalardır.

Senkron alternatif akım motorlarında, iki manyetik akım vektörü aynı hızda ve senkron biçimde döndüğünden ifade edilen maksimum dönme momenti koşulu sağlanabilmektedir. Bu sayede maksimum verimli sürüş elde edilebilmektedir. Yüksek verimlerinden dolayı özellikle ani hız veya güç değişimine ihtiyaç duyulan uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Günümüzde elektrikli çekiş, yüksek hızlı makinalar, otomotiv, robot uygulamaları, beyaz eşya, bilgisayar arabirimleri gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır.

Senkron alternatif akım motorları, rotor manyetik alan vektörünün elde edilmesine göre sabit mıknatıslı senkron motorlar (PMSM) ve rotor sargılı senkron motorlar (WRSM) olarak ikiye ayrılır. Sabit mıknatıslı senkron motorlarda dönen manyetik alan vektörü rotora yerleştirilen sabit mıknatıslarla elde edilir. Rotor sargılı senkron motorlarda ise rotorla birlikte dönen sargılara akım uygulanarak elektro-manyetik alan vektörü oluşturulur.



Şekil 2.2: Sabit mıknatıslı senkron motor.

Şekil 2.2'de sabit mıknatıslı senkron motorun iç yapısı görülmektedir. Motor görselinde bir adet stator sargı çifti mevcuttur. Stator sargı çifti sayısı motor kutup çifti sayısı olarak ifade edilir. Sabit mıknatıslar rotor gövdesine yerleştirilmiştir.

2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Tipleri

Sabit mıknatıslı senkron motorlar manyetik akı yayılım yüzeyine, dönen rotorun oluşturduğu geri elektromanyetik vektörün yönüne ve mıknatısın rotor üzerindeki yerleşimine göre sınıflandırılırlar.

Manyetik akının yönüne göre, açısal alanlı (Radial field) motorlar ve eksenel alanlı (Axial field) motorlar olarak ikiye ayrılır [6], [7]. Açısal alanlı motorlar, manyetik akı yönü motor yarıçap çizgisi boyunca uzanan motorlardır. Eksenel alanlı motorlar ise manyetik akı yönü rotor miline paralel uzanan motorlardır.

Mıknatısların montaj şekline ya da yerine göre yüzey mıknatıslı (Surface mounted PMSM - SMPMSM) ve gömülü mıknatıslı (Interior mounted PMSM - IMPMSM) olarak ikiye ayrılır [6], [7].

Yüzey mıknatıslı motorlarda sabit mıknatıslar motorun yüzeyine yapıştırılmıştır. Gömülü mıknatıslı motorlarda ise mıknatıslar rotorun içine yerleştirilmiştir. Gömülü mıknatıslı yapıda periyodik değişen relüktans değerleri mevcuttur. Yüzey mıknatıslı motorlarda ise relüktans değeri rotorun her bölgesi için hemen hemen sabitlenmiştir. Bu da relüktansı her noktada eşitler ve döner alan gerilim vektörlerinin gördüğü indüktif yükleri birbirine sabitler. Bu sayede rotorun her pozisyonu için değişmeyen, daha stabil bir dönme momenti eğrisi elde edilir.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar rotorun dönmesi sonucu stator sargılarında indükledikleri zıt elektromotor kuvvete göre de ikiye ayrılırlar [6], [7]. Temelde sinüs dalga formunda zıt elektromotor kuvvet üretenler aynı isimle; sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) olarak anılır. Trapezoidal dalga formu üretenler ise fırçasız doğru akım motoru (BLDC) olarak adlandırılır.

Konum kestirimi için genel olarak dönen manyetik kutupların oluşturduğu zıt-EMK'nin ölçümüne dayalı yöntemler ya da voltaj enjeksiyonu ile motorun manyetik özellik farklılıkları kullanılarak oluşturulmuş yöntemler kullanılmaktadır.

2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Matematiksel Modeli

Sabit mıknatıslı senkron motorun sabit referans koordinat uzayındaki ($\alpha\beta$ uzayı) ve dönen referans koordinat uzaylarındaki (dq uzayı) matematiksel modelleri aşağıdaki denklemlerde tanımlanmıştır. Modeller tanımlanırken rotor pozisyonunun kesin doğrulukla bilindiği ve stator fazlarına uygulanan vektörlere ilişkin d ekseninin rotor ile aynı eksende olduğu varsayılmıştır.

$$L = \frac{(L_d + L_q)}{2} \qquad \Delta L = \frac{(L_q - L_d)}{2} \tag{2.2}$$

Sabit Referans Koordinat Sisteminde Tanımlanmış Motor Modeli [8]

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega_r \\ \omega_r & p \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L - \Delta L \cos(2\theta_r)] & (-\Delta L)\sin(2\theta_r) \\ (-\Delta L)\sin(2\theta_r) & [L + \Delta L \cos(2\theta_r)] \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \cos(\theta_r) \\ \Psi_m \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

Dönen Referans Koordinat Sisteminde Tanımlanmış Motor Modeli [8]

$$\theta_e = \theta_r$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & \omega_r \\ \omega_r & p \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Sabit referans koordinat sistemi ve dönen referans koordinat sistemi ile ilgili ayrıntılı anlatım 4'üncü bölümde bulunabilir. V, i, Ψ ifadeleri sırasıyla fazlara uygulanan gerilim, fazlarda oluşan akım ve motorda oluşan manyetik akı büyüklüklerini göstermektedir. ω_r ise rotor açısal hızını temsil etmektedir.

3. PMSM KONTROL TEKNİKLERİ

3.1. PMSM Kontrolünde Kullanılan Yöntemler

PMSM kontrol yöntemlerini araştıran çalışmalar incelendiğinde birçok makale ve tez çalışması olduğu görülmektedir. Bunların yanında belirli yöntemler üzerine yapılan bazı çalışmaların giriş bölümlerinde, yöntemler genel olarak ele alınmış ve gruplandırılmıştır.

Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar 2014 yılında yayınladıkları makalede PMSM kontrol tekniklerini Tablo 3.1'deki gibi beş ana başlık altında gruplamıştır.

Tablo 3.1: Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar'ın PMSM kontrol teknikleri için oluşturdukları gruplandırma.

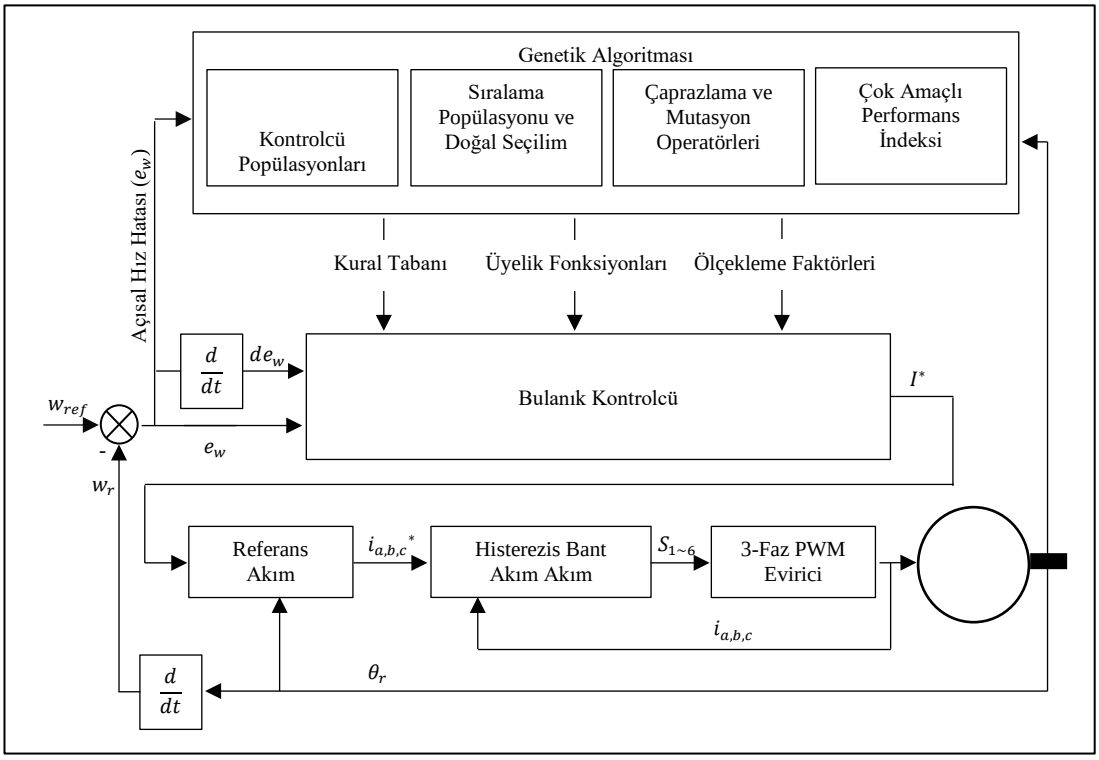
1)	Bulanık mantık kontrolü
2)	Sinir Ağları
3)	Sensörsüz Kontrol Teknikleri
4)	Hibrit Kontrol Teknikleri
5)	Diğer Teknikler

3.1.1. Bulanık Mantık Kontrolü

Bulanık mantık kontrolü için incelenen ilk çalışmada uyarlanabilir bulanık kontrol ile PMSM sürüş için FPGA tabanlı kontrol entegresi tasarımı üzerine çalışılmıştır [9]. Bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli ortaya konmuş ve kontrol döngüleri için vektör kontrol şeması gösterilmiştir. Sürüş performansının arttırılması için, oluşturulan uyarlanabilir bulanık mantık kontrolcüsü PMSM sürüş kontrolüne eklenmiştir. Bu sayede motora etkiyen yükten gelen dinamik belirsizliklere ve yük etkilerine cevap verebilen bir sistem oluşturulmuştur. Tasarlanan kontrolcüleri uygulamak üzere iki bölümden oluşan bir FPGA tasarlanmıştır. İlk bölüm bulanık mantık pozisyon kontrolcüsünü çalıştırırken, diğer bölüm ise akım vektör kontrolcüsünü çalıştırmaktadır. Uygulanan sistem için enkoder sensor kullanılmaktadır. Hız kontrolü için 1kHz'lik bulanık mantık algoritması

çalıştırılmaktadır. Bunun için Nios gömülü işlemci IP'si kullanılmıştır. 16kHz frekansta çalışan akım vektör kontrolcüsü ise donanımsal devreler ile uygulanmıştır. Bu iki kısım (IP) tek bir işlemci kılıfında (SoC) çalıştırılmaktadır. Uygulama sonuçları ve tecrübeler bu çalışmada ve yine aynı çalışma için yayımlanan konferans bildirisinde [10] paylaşılmaktadır.

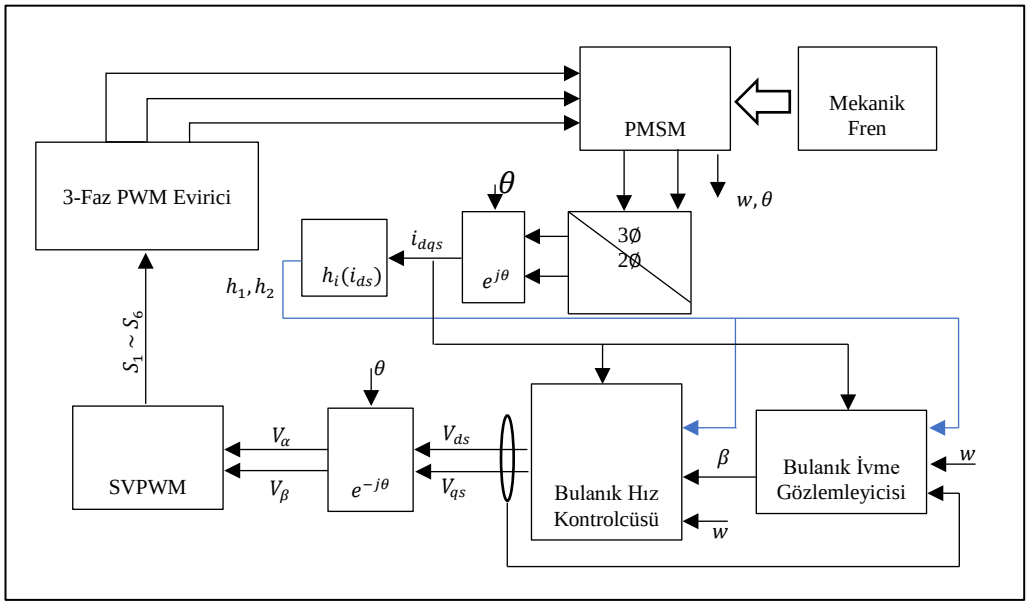
Bulanık mantık kontrolü için incelenen ikinci çalışmada genetik algoritmalar temelli bulanık kontrolcü kullanılmıştır [11]. Geleneksel bulanık kontrolcü tasarımının oldukça yüksek seviyede uzmanlık istediğinden bahsedilmiştir. Geleneksel yöntem ile optimum seviyede çalışan bir sistem kurmanın zorluklarından dolayı genetik yaklaşımla bir bulanık mantık kontrolcüsü önerilmiştir. Tüm sistem bilgileri parametrelerle ifade edilmiş ve optimum bulanık kontrolcü tasarlanmıştır. Aynı sistem için geleneksel yöntem ile de bulanık mantık kontrolcüsü tasarlanmış ve benzetim modelleri üzerinden sonuçlar karşılaştırılmıştır. Şekil 3.1'de [11] önerilen yönteme ilişkin genetik bulanık kontrolcü blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.1: Genetik bulanık kontrolcü blok şeması.

Bulanık mantık kontrolü için incelenen üçüncü çalışmada Takagi-Sugano (T-S) bulanık mantık yaklaşımı uygulanmıştır [12]. Yapılan çalışmada kontrol problemi formüle edilmiş, PMSM için Takagi-Sugeno(T-S) bulanık modeli oluşturulmuştur.

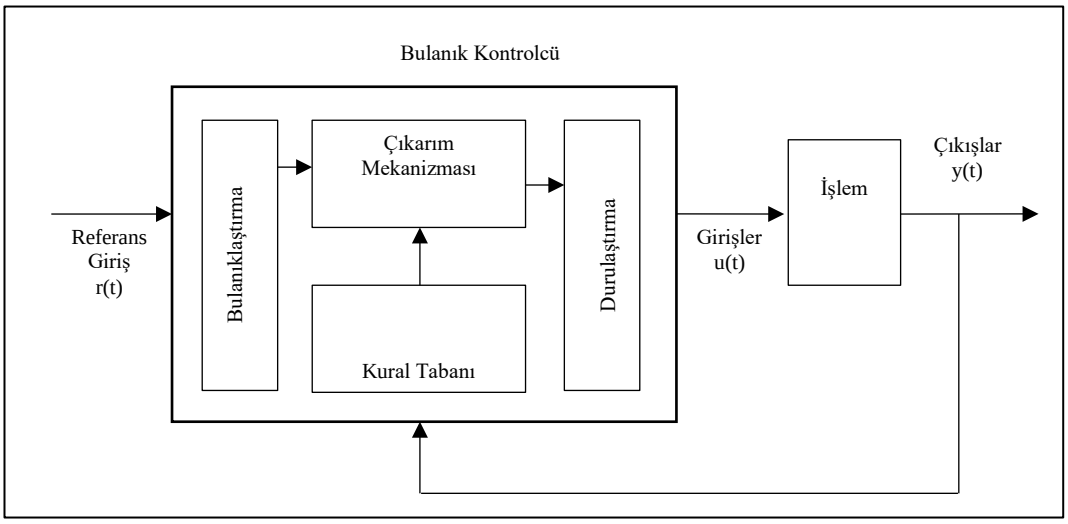
Bulanık hız kontrolcüsü ve bulanık ivme gözlemleyicisi tasarlanmıştır. Gözlemleyici temelli bulanık kontrol sistem modeli dizayn edilmiştir. Son olarak da oluşturulan sistem benzetim ortamında çalıştırılarak sonuçlar değerlendirilmiştir. Sistem modelinde 150MHz hızında 512KB flash boyutu olan C2000 serisi "floating-point" dijital sinyal işleyici (DSP) kullanılmıştır. Önerilen sisteme ilişkin sistemin blok şeması Şekil 3.2'de [12] görülmektedir.



Şekil 3.2: Takagi-Sugano bulanık mantık yaklaşımı kontrol şeması.

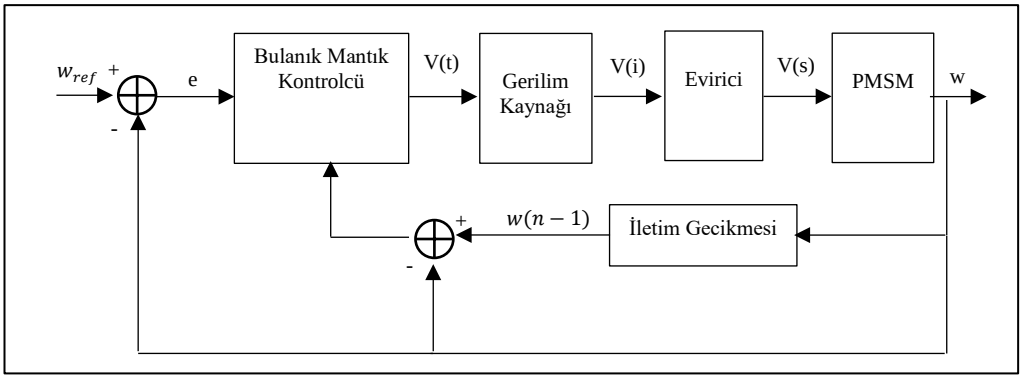
Bulanık mantık modeli için incelenen diğer çalışmada bulanık mantıkla hız PID kontrolcü parametrelerini belirleyebilen bir vektör kontrol algoritması "MATLAB / SIMULINK" benzetim ortamında modellenerek incelenmiştir [13]. Sistem modeli; vektör kontrol, SVPWM, evirici, PMSM modeli, yük ve hız kontrolcü bloğundan oluşmaktadır. Hız kontrol parametreleri bilgisayara daha önce yüklenmiş olan bulanık kontrol kuralları tablosuna göre kendisini çalışma zamanında güncellemektedir. Bu sayede dinamik yük değişimlerine çok hızlı cevap verebilmektedir. Çalışılan bulanık kontrol sisteminin kompleks, zaman gecikmeli, zamanla değişen, doğrusal olmayan sistemler için çok avantajlı bir yöntem olduğundan bahsedilmektedir. Ayrıca yöntemde kontrol edilen sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulmamaktadır. 1500rpm'lere kadar hızlarda gürbüz kontrol sağladığı benzetim sonuçlarından görülmektedir. Kullanılan yöntemde klasik PID hız kontrolcü yerine bulanık mantık PID kontrolcü kullanılmıştır. Kontrolcünün çıkışı q eksenindeki referans akımıdır.

Diğer bir yöntemde, PMSM hız kontrolü için uyarlanabilir bulanık kontrolcü çalışılmıştır [14]. Direkt bulanık kontrol için giriş ve çıkış için ölçekleme faktörleri kullanılmıştır. Bulanık mantık kural tablolarının, çıkıştan alınan geri besleme sinyaline uygulanmasıyla ölçekleme faktörlerinin değerleri güncellenmektedir. Amaç; bulanık mantık kontrol ölçekleme parametrelerinin referans sinyal ve çıkış sinyali arasındaki ilişkiye bağlı olarak güncellenmesidir. Bu sayede uyarlanabilir bulanık mantık yöntemi ile hız kontrolü sağlanmış olmaktadır. Yaklaşım MATLAB ortamında çalışılmıştır. Farklı dönme momenti darbeleri uygulanarak geleneksel yöntem ve çalışmada önerilen yöntem karşılaştırılmıştır. Şekil 3.3'de, [14] çalışmada kullanılan bulanık mantık blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 3.3: Bulanık mantık kontrolcü blok diyagramı.

Bulanık mantık kontrol için incelenen en son çalışmada ise bir önceki yayının yazarları tarafından çalışılan uyarlanabilir bulanık mantık kontrol temelli PMSM sürüş hız kontrolü çalışmasıdır [15]. Çalışmada motor değerlerinin tahmini için gürbüz Kalman Filtresi kullanılmıştır. Bu sayede farklı akım değerleri için bile motor değerleri tahmin edilebilmektedir. Bulanık çıkarımla birlikte en küçük ortalama kareler yöntemi ile ağırlıklar optimize edilmekte; bu sayede kontrolcü daha etkili hale gelmektedir. Gürbüz genişletilmiş kalman filtresi sayesinde çalışma zamanındaki manuel kalman parametresi değişimlerine gerek kalmamaktadır. Oluşturulan sistem şeması Şekil 3.4'de [15] görülmektedir.



Şekil 3.4: Uyarlanabilir bulanık hız kontrolcüsü sistem şeması.

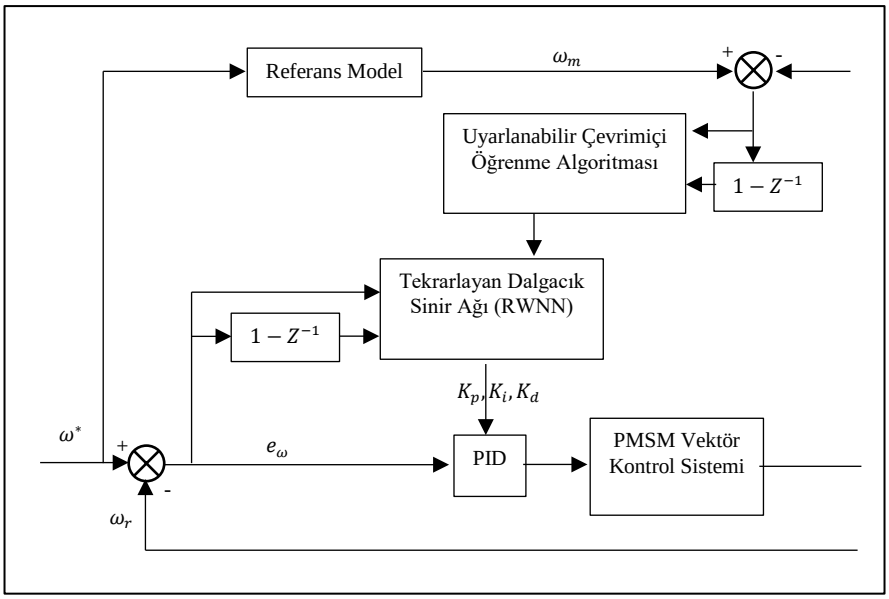
3.1.2. Sinir Ağları

Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar yayınladıkları makalede [1] diğer bir kontrol tekniği grubu olarak da sinir ağları grubunu belirlemiştir. Bu grup altında üç adet çalışmayı incelemişlerdir.

İlk çalışmada kompakt sinir ağı donanımı uygulaması için bir algoritma üzerinde çalışılmıştır [16]. Algoritma, boole fonksiyonlarından yararlanan; adım aktivasyon fonksiyonlarıyla beraber yapay sinir ağları operasyonunu açıklar. Algoritma üç adımdan oluşmaktadır. Yapay sinir ağının matematiksel modelinin çıkartılması ve sayısallaştırılması, sayısallaştırılmış modelin mantık kapıları ile ifade edilmesi, gereksiz mantık kapılarının çıkartılarak donanımın optimize edilmesi… C++ kodu ile VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language) kodu oluşturulması sağlanmıştır. Bu yaklaşım yapay sinir ağları tasarım yazılımı ile donanım tasarım paketleri arasındaki boşluğu doldurmaktadır. Yöntem, adım aktivasyon fonksiyonlarının bulunduğu nöronlara uygulanabildiği gibi; sigmoid fonksiyonlara da genişletilebilir.

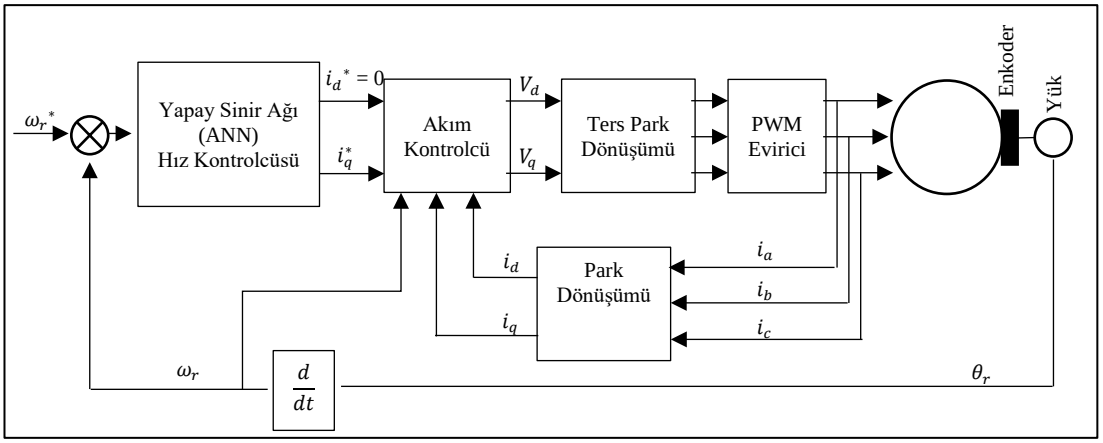
İncelenen diğer yayında [17]; PMSM hız kontrol sistemi için tekrarlayan dalgacık sinir ağı (RWNN) temelinde uyarlanabilir; kendi parametrelerini ayarlayabilen yeni bir PID kontrolcü üzerine çalışılmıştır. Çalışma temelinde geleneksel hız PID kontrolcülerin doğrusal olmayan, değişken ve birbirini etkileyen parametrelere sahip sistemler için yeterli performansa sahip olamayacağı belirtilmektedir. Bu problemin önüne geçebilmek için tekrarlayan dalgacık sinir ağı kullanan yeni bir karma algoritma üzerinde çalışılmıştır. Kontrol algoritmasının çalışma zamanında parametrelerini ayarlayarak sistemdeki parametre değişimlerine ve

kontrolü güçleştiren yük bozucularına uyarlanabilir cevap vermesi sağlanmıştır. Algoritmanın etkinliği, benzetim çalışmaları ve deneylerle gösterilmiştir. Geliştirilen kontrol sisteminin dinamik ve kararlı durumdaki performanslarının yanında, sistem cevabının sağlamlığını da arttırdığı gözlenmiştir. Algoritma; deneysel olarak TMS320F28335 DSP'si ile uygulanmıştır. Uygulamalarda 10kHz'lik örnekleme frekansı ve 20kHz'lik PWM frekansı kullanılmıştır. Hız tespiti için rotor şaftına yerleştirilen enkoder kullanılmıştır. Tekrarlayan dalgacık sinir ağı sistem şeması Şekil 3.5'de [17] görülmektedir.



Şekil 3.5: Tekrarlayan dalgacık sinir ağı sistem şeması.

Sinir ağları ile ilgili incelenen son çalışmada [18], PMSM kontrolü için vektör kontrol kullanılmıştır. Akım kontrolü için histerezis akım kontrolcü kullanılmıştır. Hız kontrolü için de PI kontrolcü kullanılmıştır. Önerilen yöntemde, PI hız kontrolcü yerine ileri beslemeli yapay sinir ağları kullanılmaktadır. Bu sayede sistemin dinamik cevabının arttırılması hedeflenmiştir. Yapılan çalışmada geleneksel PI kontrolcü ve yapay sinir ağları yöntemi benzetim ortamında karşılaştırılmış ve önerilen yöntemin çalışma zamanındaki parametre ve yük değişimlerine bağışıklığı gösterilmiştir. Çalışmada önerilen yapay sinir ağı hız kontrolcüsüne ait sistem şeması Şekil 3.6'da [18] gösterilmiştir.

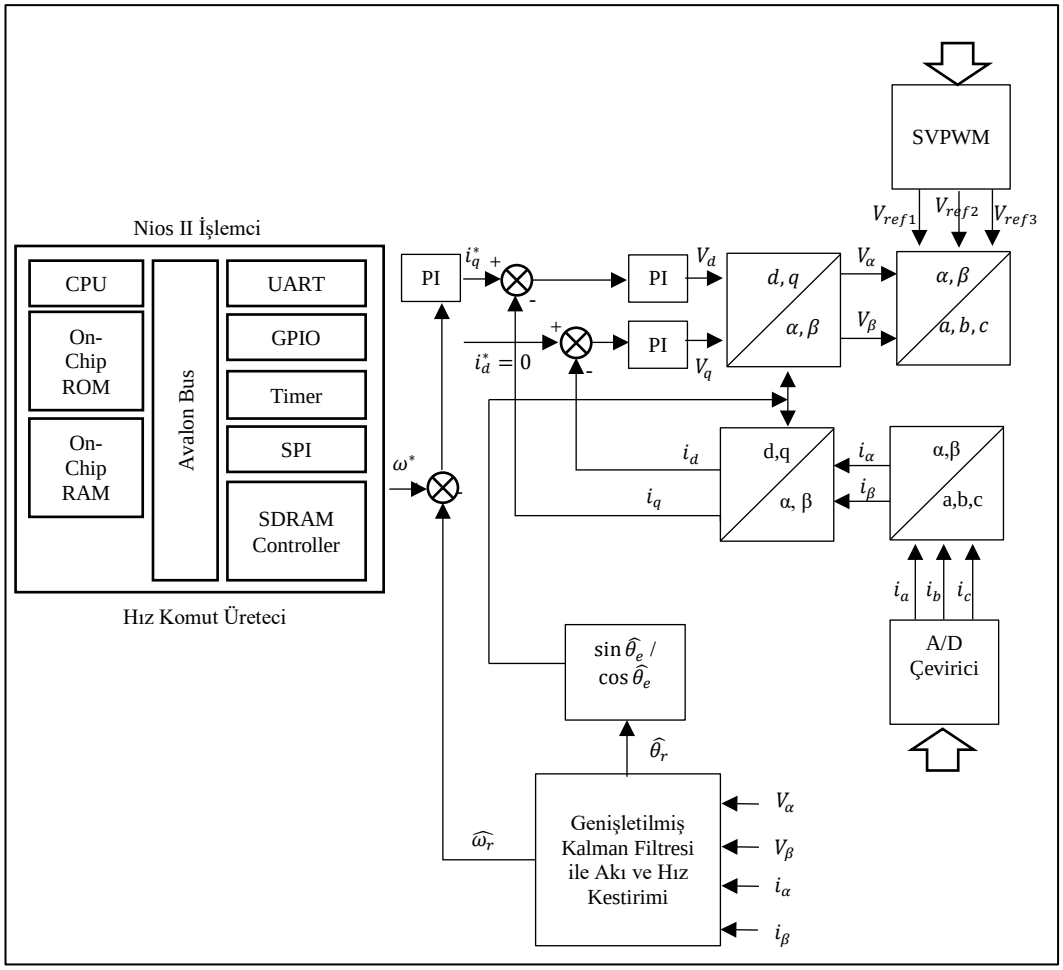


Şekil 3.6: Yapay sinir ağı hız kontrolcüsü kullanılmış sistem şeması.

3.1.3. Sensörsüz Kontrol Teknikleri

Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar yayınladıkları çalışmada [1] sensörsüz PMSM kontrol tekniklerini tek bir grup altında toplamışlardır.

İnceledikleri ilk çalışma, [19] Genişletilmiş Kalman Filtresi temelli bir PMSM hız kontrolcüsünün FPGA ile gerçekleştirilmesine yönelik bir çalışmadır. PMSM ’in dönen referans model bileşenleri ile ifade edilen matematiksel modeli elde edilmiş, atalet ve sürtünmeye bağlı kuvvet momenti denklemleri ifade edilmiştir. Kalman filtresi denklemleri ortaya konmuştur. Alan etkili vektör kontrolün hız kontrolcü, akım kontrolcü, SVPWM gibi tüm bileşenleri çalışan algoritmaya dahil edilmiş; rotor akısı ve hızı, genişletilmiş kalman filtresi yöntemi ile hesaplanmıştır. Tüm bu kontrol elemanları FPGA üzerinde kontrol IP’leri ile gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmalar ile yöntem sonuçları elde edilmiştir. Uygulanan yöntem düşük hız bölgesi ve yüksek hız bölgesi dahil geniş bir hız bölgesinde oldukça tatmin edici sonuçlar vermiştir. Oluşturulan kontrol sisteminin şeması Şekil 3.7‘de [19] gösterilmektedir.



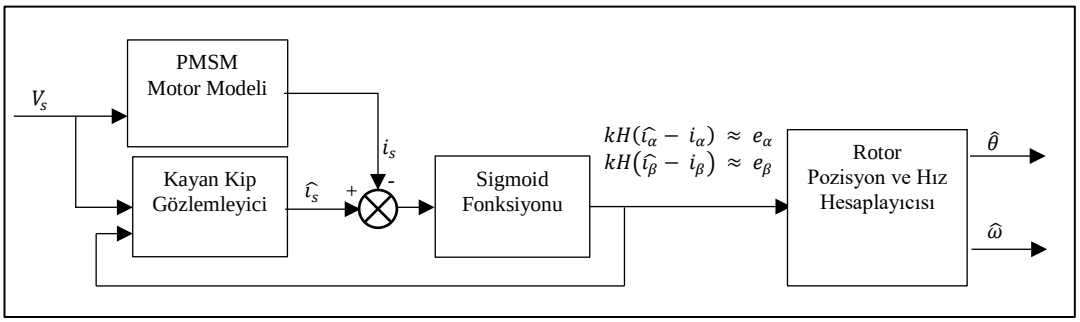
Şekil 3.7: FPGA temelli genişletilmiş kalman filtresi kullanılmış kontrol sistemi.

İncelenen diğer sensörsüz kontrol çalışmasında [20], düşük hız bölgesi için doğrusal olmayan geri adım tekniği ile PMSM kontrolü üzerinde durulmuş ve önerilen teknik, FPGA ile uygulanmıştır. Çalışmada gürbüz, sürekli yaklaşımlı, doğrusal olmayan, uyarlanamayan kontrol stratejisi üzerine çalışılmıştır. Bu kontrol mantığı, uyarlanabilir kutup yerleşimi yaklaşımının geri adımlama tekniği ile birleştirilmesiyle oluşmaktadır. Genel sistem kararlılığı Lyapunov tekniği ile gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar yöntemin başarısını ortaya koymaktadır. Sistem FPGA ile gerçekleştirilmiştir.

Geri elektromanyetik voltaja dayalı sensörsüz kontrol yönteminde [21], uygulanan referans gerilimleri ile elde edilen akım vektörleri arasındaki ilişkiden yola çıkarak rotor hız ve pozisyonu hesaplanmaktadır. Motor modeli üzerinden alfa ve beta eksenlerinde oluşan zıt elektromotor kuvvetler hesaplanır. Bu sayede rotor açısı hesaplanabilmektedir. Bu çalışmada önerilen, voltaj sensörleri yerine akım kontrolcü

çıkışında hesaplanan gerilim referanslarının kullanılmasıdır. Bunun yapılabilmesi için kompanzasyon fonksiyonu oluşturulmuştur.

Diğer bir yöntem, kayan kip gözlemleyici ile zıt elektromotor kuvvet tabanlı sensörsüz PMSM kontrolü üzerine yapılan çalışmadır [22]. Çalışmada işaret fonksiyonu yerine sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır. Bu sayede geçiş noktasında meydana gelen bozulmaların, salınımların ve ani değişimlerin önüne geçilmeye çalışılmıştır. Geleneksel kayan kip gözlemleyicide, ek olarak kullanılan alçak geçiren filtre ve pozitif kompanzasyon işlemlerine gerek kalmamaktadır. Alçak geçiren filtreden kaynaklanan gecikmenin de önüne geçilmiştir. Ayrıca çalışmada stator sargı direnci de tahmin edilerek sistemin kararlı durum performansı arttırılmıştır. Gözlemleyici katsayısı Lyapunov'un ikinci yöntemi kullanılarak hesaplanmış, sistem kararlılığı doğrulanmıştır. Önerilen yöntem için simülasyon çalışmaları ve deneysel çalışmalar yapılmıştır. Geleneksel kayan kip gözlemleyiciye göre daha kararlı ve hızlı olduğu görülmüştür. Önerilen gözlemleyiciye ilişkin sistem şeması Şekil 3.8'de [22] gösterilmiştir.



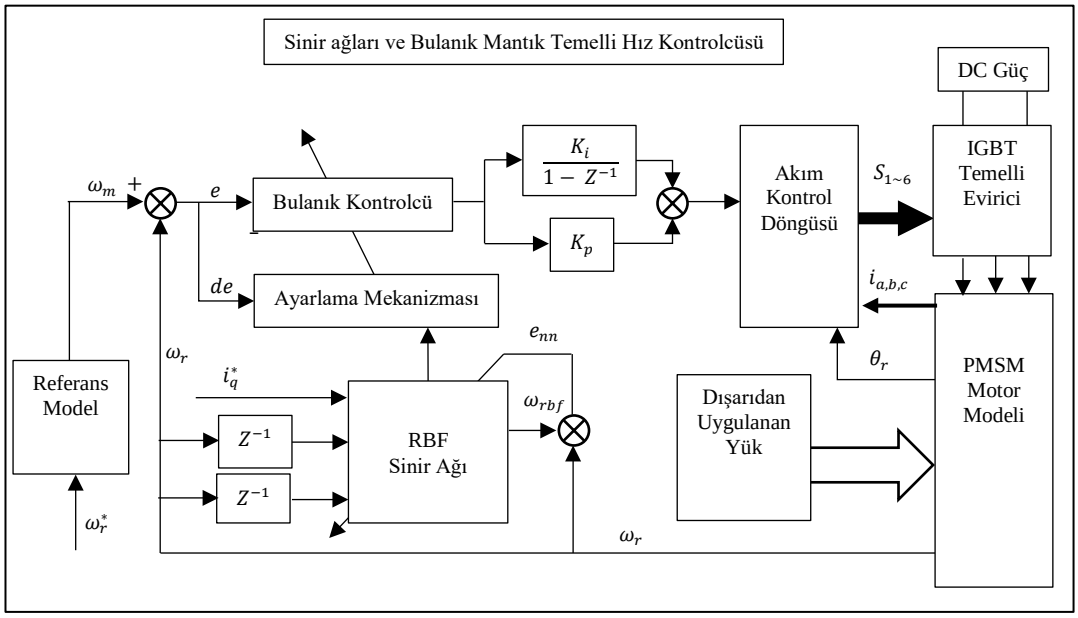
Şekil 3.8: Kayan kip gözlemleyici - sigmoid fonksiyonu.

3.1.4. Hibrit Kontrol Yöntemleri

Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar diğer bir grup olarak melez yöntemleri belirlemişlerdir. Sinir ağları ile bulanık mantığın birlikte kullanıldığı ve bulanık mantık ile kayan kip gözlemleyicinin birlikte kullanıldığı yöntemler incelenmiştir.

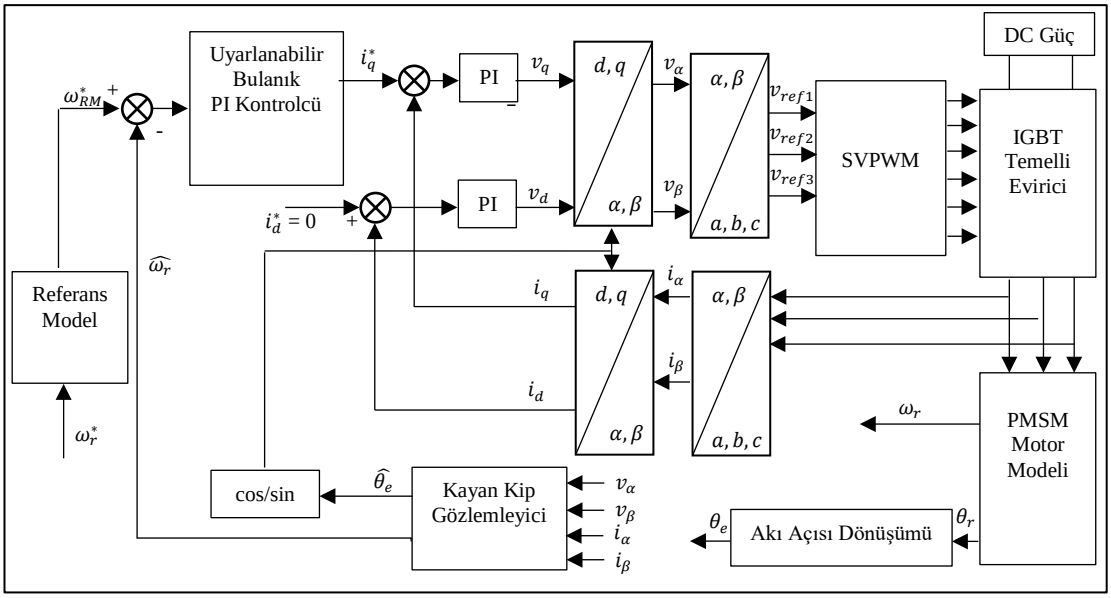
Sinir ağları ve bulanık mantığın birlikte kullanıldığı çalışmada [23], öncelikle PMSM sürüşün matematiksel modeli elde edilmiştir. Sürüş sisteminin performansını arttırmak adına hız kontrolcü olarak, parametrelerin açısal temel fonksiyonlu (RBF) sinir ağları ile ayarlandığı bulanık mantık kontrolcü kullanılmıştır. Bu sayede sistemin

dinamik belirsizliklerinin sürüşe etkisi minimize edilmiştir. Ayrıca çalışmada oluşturulan kontrol yönteminin tüm bileşenleri VHDL ile ifade edilmiştir. Bunun yanında kaynak kullanımını azaltmak için FPGA uygulaması esnasında sonlu durum makinası kullanan sıralı işleme yöntemi uygulanmıştır. Simülasyon sonuçları elde edilmiştir. SIMULINK ve MODELSIM çalıştırılmıştır. Önerilen yönteme ilişkin sistem şeması Şekil 3.9'da [23] gösterilmektedir.



Şekil 3.9: Sinir ağları ile bulanık mantık parametrelerinin ayarlandığı yöntem şeması.

İncelenen diğer hibrit çalışmada [24], uyarlanabilir bulanık kontrolcü ile PMSM kontrolü üzerinde durulmuştur. Hız kontrolcü bulanık mantık ile kontrol edilirken hız ve pozisyon tahmini için zıt elektromotor kuvvet tabanlı kayan kip gözlemleyici kullanılmıştır. Öncelikle PMSM matematiksel modeli elde edilmiştir. Hız kontrolcü ve kayan kip gözlemleyici tasarlanmıştır. Simülasyon ayarları yapılmış ve sonuçlar farklı yük koşulları için MODELSIM ile elde edilmiştir. Çalışılan sisteme ilişkin kontrol şeması Şekil 3.10'da [24] gösterilmiştir.

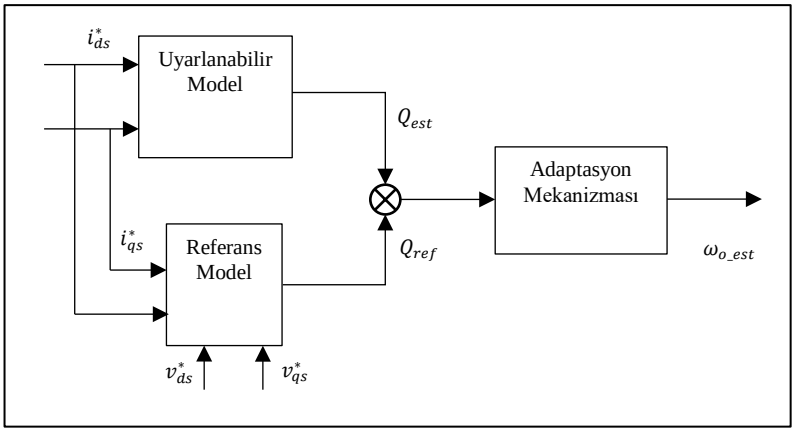


Şekil 3.10: Uyarlanabilir bulanık mantık kontrolcü ve kayan kip gözlemleyici.

3.1.5. Diğer Kontrol Yöntemleri

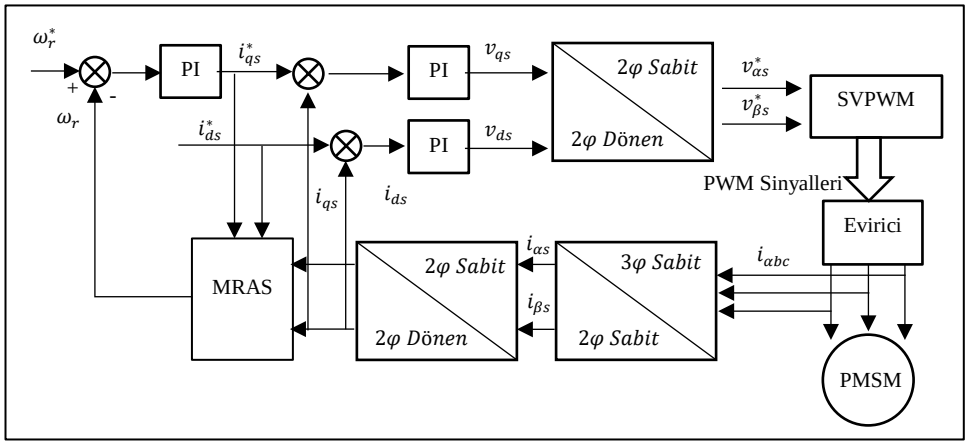
Harshada V. Deo ve Prof. R. U. Shekokar en son olarak da diğer isimli bir grup oluşturmuşlar ve inceledikleri diğer çalışmaları bu grup altında göstermişlerdir.

İncelenen ilk çalışma, [25] PMSM'in model referanslı uyarlanabilir sistem (MRAS – Model reference adaptive system) ile kontrol edilmesi üzerinedir. MRAS, alan etkili vektör kontrol içinde hız tahmini için kullanılmaktadır. Çalışılan yöntem; genişletilmiş kalman filtresi, sinir ağları, kayan kip kontrol gibi yöntemlerle karşılaştırıldığında oldukça düşük bir işlem ihtiyacı gerektirmektedir. Kullanılan MRAS metodu stator direncinden tamamen bağımsızdır ve diğer motor parametrelerine de daha az bağımlıdır. Tahmin algoritması sadece q ekseni indüktansına duyarlıdır. Bu metotta uyarlanabilir hız tahmini için Popov Kriteri kullanılmıştır. Uygulanan metot simülasyon ve deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır.



Şekil 3.11: Model referans uyarlanabilir sistem blok şeması.

Şekil 3.11'de [25] görüldüğü gibi MRAS temelli hız tahmincisi; anlık reaktif gücü hesaplayan bir referans modelden ve sürekli-durum reaktif gücünü hesaplayan bir ayarlanabilir modelden oluşmaktadır. Güç hatası adaptasyon mekanizmasından geçirilerek hız tahmini gerçekleştirilir. Güç hatası sıfırlanacak şekilde adaptasyon işlemi yapılarak mevcut hız elde edilir.

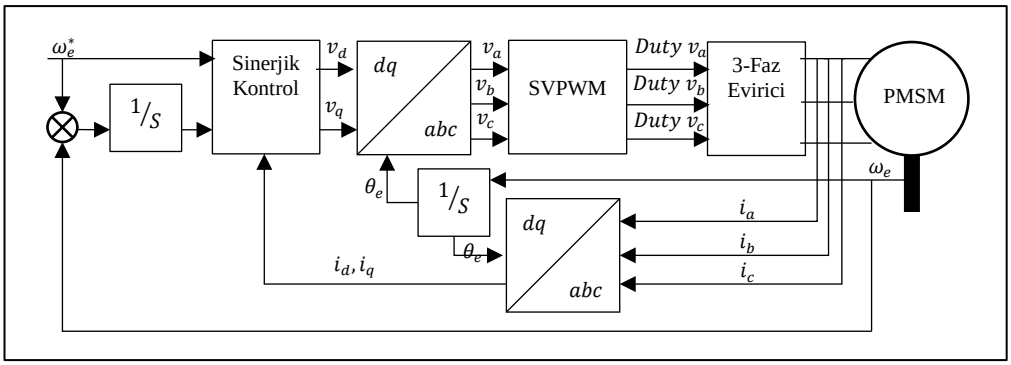


Şekil 3.12: Model referans uyarlanabilir sistem uygulanmış PMSM kontrol şeması.

Şekil 3.12'de MRAS uygulanmış bir vektör kontrol blok diyagramı görülmektedir. D ve Q eksenlerindeki referans akımlar, sabit referans koordinat alanındaki anlık akım örnekleri MRAS ile işlenerek hız tahmini yapılmaktadır. Referans hız ile mevcut hız arasındaki hata PI kontrolöre girilerek referans Q ekseni akımı (referans kuvvet momenti) hesaplanmaktadır.

İncelenen diğer çalışma [26], PMSM kontrolü için kontrol teorisinde sinerjik yaklaşım (SACT) kullanarak doğrusal olmayan hız kontrolü yöntemi önerilmiştir. Bu

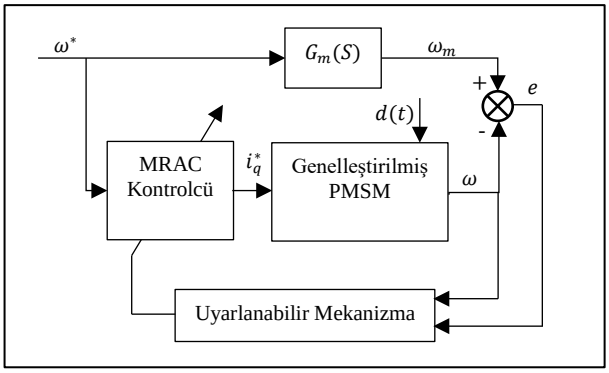
yöntem kontrol tasarımını yapan kişiye kontrol kurallarını doğrudan uygulama olanağı vermektedir. Bu sayede işlem zamanı düşürülmekte; dijital ortamlar için daha uygulanabilir bir yöntem elde edilmektedir. Diğer bir getirisi ise doğal doğrusallaştırma ve ikinci dereceden bir sisteme indirgeme olanağı sunmasıdır. Bu yöntem doğrusal kontrol yaklaşımında olduğu gibi iki adet sistem kutbu seçerek istenen dinamik davranışın elde edilmesini sağlamaktadır. Önerilen yöntem DSP temelli bir işlemcide uygulanmış, deneysel çalışmalar ve simülasyon çalışmaları ile doğrulanmıştır.



Şekil 3.13: Sinerjik kontrol blok şeması.

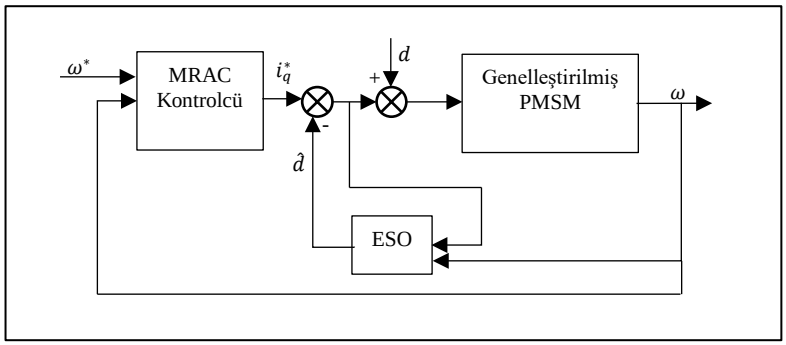
Şekil 3.13'de [26] görüldüğü gibi standart alan etkili vektör kontrol şeması için akım kontrolcüsü ve hız kontrolcüsü yerine sinerjik kontrol uygulanmıştır. Hız referansı, hız hatasının integrali, zaman bilgisi ve d ve q eksenindeki akımlar sinerjik kontrole girilerek d ve q eksenlerindeki referans gerilim vektörlerinin hesaplanması sağlanmaktadır.

Model referans uyarlanabilir kontrolcü (MRAC) ve genişletilmiş durum gözlemleyicisinin (ESO) birlikte kullanıldığı yöntemde [27], Lyapunov kararlılık teorisi temelli bir yaklaşım geliştirilmiştir. MRAC yaklaşımının kullanıldığı kontrolcülerle geliştirilen sistemlerin, sistemde oluşan bozulmaları bastırma ya da bozulmalardan korunma yetenekleri daha azdır. Bundan dolayı bu çalışmada MRAC ve ESO bir araya getirilerek birleşik bir yöntem uygulanmıştır. Genişletilmiş durum gözlemleyicisinin meydana gelen bozulmaları tahmin etmesi ve bunu MRAC 'a iletmesi sağlanmıştır. Çalışmada uygulanan yöntem için kararlılık analizi yapılmıştır. Simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar elde edilmiş ve yöntemin etkinliği tartışılmıştır.



Şekil 3.14: Standart model referans uyarlanabilir kontrolcü blok şeması.

Şekil 3.14'de [27] hesaplanan mevcut hız ile referans model kullanılarak hesaplanan hız arasındaki fark (hız hatası) uyarlanabilir mekanizmaya girdi oluşturmakta, mekanizma çıktısı ile referans hız, MRAC kontrolcüye uygulanarak referans q ekseni akımı (referans kuvvet momenti) elde edilmektedir.

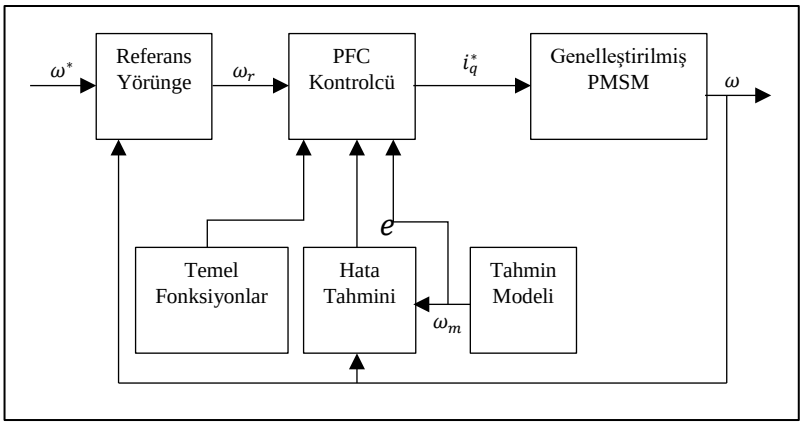


Şekil 3.15: Durum gözlemleyicisi kullanılarak oluşturulmuş model referans uyarlanabilir kontrolcü blok şeması.

Şekil 3.15'de [27] mevcut hız ve referans hız MRAC kontrolcüsüne girdi teşkil etmektedir. Sistemdeki bozucu kuvvet momentleri ESO ile kestirilmekte ve q eksenindeki referans akım ile karşılaştırılmakta ve PMSM modeline uygulanmaktadır. Şekilde gerçek (sisteme uygulanan) bozucu kuvvet momentleri de motor modeline uygulanan kuvvet momentine eklenerek uygulanmıştır.

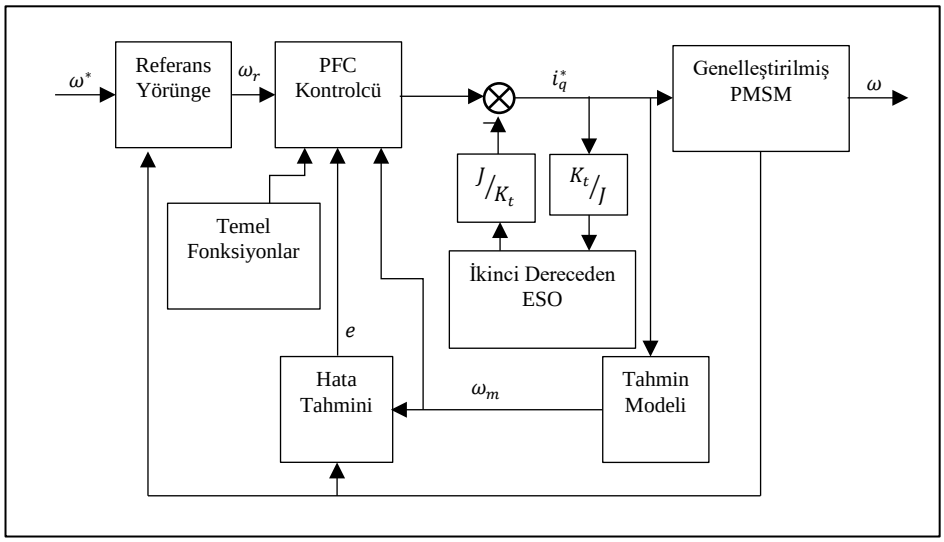
Diğer bir çalışmada [28], tahmine dayalı fonksiyonel kontrol (PFC) yöntemi uygulanmıştır. Tasarlanan kontrol yöntemi iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşamada referans q ekseni akımı hesaplanmaktadır. Sonrasında optimum kontrol kanunu uygulanarak q kontrolcünün performansı arttırılmıştır. Ancak standart PFC yönteminin güçlü bozuculara karşı bağışıklığının düşük olduğundan bahsedilmiştir. Bunun önüne geçebilmek için geliştirilmiş PFC yöntemi üzerine çalışılmıştır.

Genişletilmiş durum gözlemleyicisi (ESO) ile bozulmalar hesaplanmakta ve PFC hız kontrolörüne girdi oluşturulmaktadır. Simülasyon çalışmaları ve deneysel çalışmalar uygulanmış, önerilen yöntemin etkinliği doğrulanmıştır.



Şekil 3.16: PFC yönetimi kullanılarak oluşturulmuş PMSM kontrol şeması.

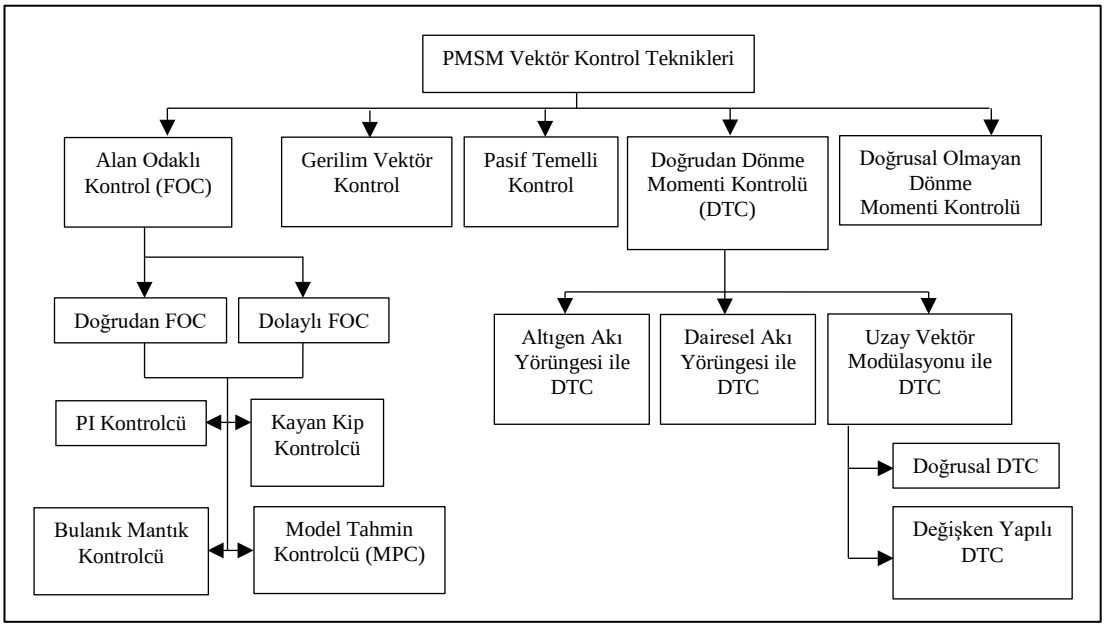
Şekil 3.16'da [28] görüldüğü gibi PFC hız kontrolörü çıkışında doğrudan referans q ekseni akımı elde edilmektedir. Şekil 3.17'de [28] görülen PFC+ESO uygulanmış sistemde ise referans q akımı ikinci dereceden genişletilmiş durum filtresine uygulanmakta ve elde edilen bozulma değeri PFC çıkışına uygulanarak nihai referans q ekseni akımı elde edilmektedir.



Şekil 3.17: PFC+ESO yöntemi kullanılarak oluşturulmuş PMSM kontrol yöntemi.

3.2. Vektör Kontrol Yöntemleri

Literatür araştırması boyunca kullanılan yöntemlerin belli vektör kontrol tekniklerinin içinde uygulandığını görüyoruz. Vektör kontrol tekniklerini daha iyi anlayabilmek için Vladislav M. Bida, Dmitry V. Samokhvalov, Fuad Sh. Al-Mahturi'nin 2018'de yaptığı çalışmayı [29] incelemekte fayda vardır. Çalışmada alan etkili kontrolün önerildiği [30], [31] 1972 yılından itibaren yapılan vektör kontrol üzerine çalışmalar incelenmiş, oluşturulan sınıflandırmalar üzerine araştırmalar ve incelemeler yapılmıştır. Nihai olarak Şekil 3.18'deki sınıflandırma [29] önerilmiştir.

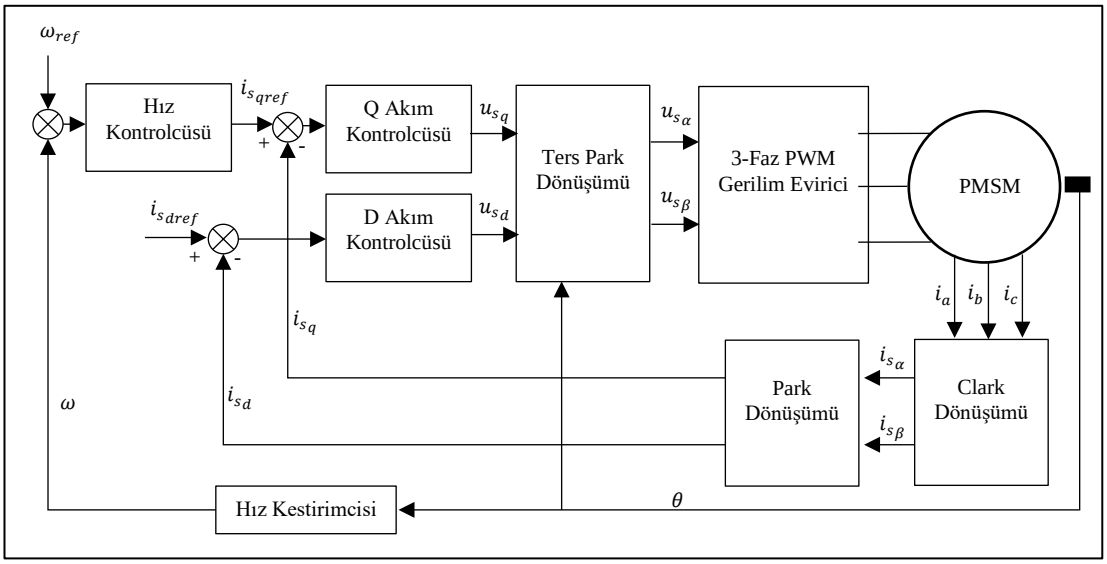


Şekil 3.18: PMSM vektör kontrol teknikleri.

3.2.1. Alan Odaklı Kontrol

Alan odaklı kontrol (FOC) en fazla bilinen vektör kontrol yöntemidir. Şekil 3.19'da görüldüğü gibi, örneklenen motor faz akımları "Clark" dönüşümü ile iki fazlı αβ akımlarına çevrilir. Doğrudan sensör yardımıyla ya da sensörsüz konum kestirim yöntemleriyle elde edilen motor pozisyonu ile αβ akımlarına "Park" dönüşümü uygulanarak DQ akımları elde edilir. Referans dairesel hız ile, elde edilen hız arasındaki hız hatası değeri kontrolcüye (Speed Controller) uygulanarak referans Q akımı elde edilir. Q akımı rotor dönen manyetik alanına dik uygulanan akımı temsil

ettiğinden, referans Q akımı hedef kuvvet momenti olarak da düşünülebilir. Referans Q akımı ile örneklenen akım arasındaki fark akım hatası olarak değerlendirilir ve bu hata değeri akım kontrolcüye uygulanır. Q akım kontrolcü çıkışında hedef Q ekseni gerilim vektörü hesaplanmış olur. D akım vektörü, dönen manyetik alana paralel olduğundan dönme momentine etkisi yoktur. Düşük hızlar için hedef D ekseni akımı sıfır kabul edilir. Referans D akımı ile örneklenen akım değerlerinden elde edilen D akımı arasındaki hata D akımı hatası kabul edilir ve D akım kontrolcüye uygulanarak hedef D ekseni gerilim vektörü elde edilir. Yüksek hızlarda negatif yöndeki D akımının hızlanmayı engelleyen geri elektromotor kuvveti (Zıt-EMK)'i bastırma kabiliyetinden yararlanılarak (alan zayıflatma) motorun daha yüksek hızlara çıkması sağlanır. Hedef DQ gerilimleri ters "Park" dönüşümüne sokularak hedef αβ gerilimleri elde edilir. Modülasyon işlemiyle her bir faz için yüksek ve düşük taraf kapı sürme sinyalleri oluşturulur. Kapı sinyalleri ilgili anahtar elemanlarına uygulanarak istenen referans gerilimler fazlarda oluşturulur.



Şekil 3.19: Alan odaklı kontrol (FOC).

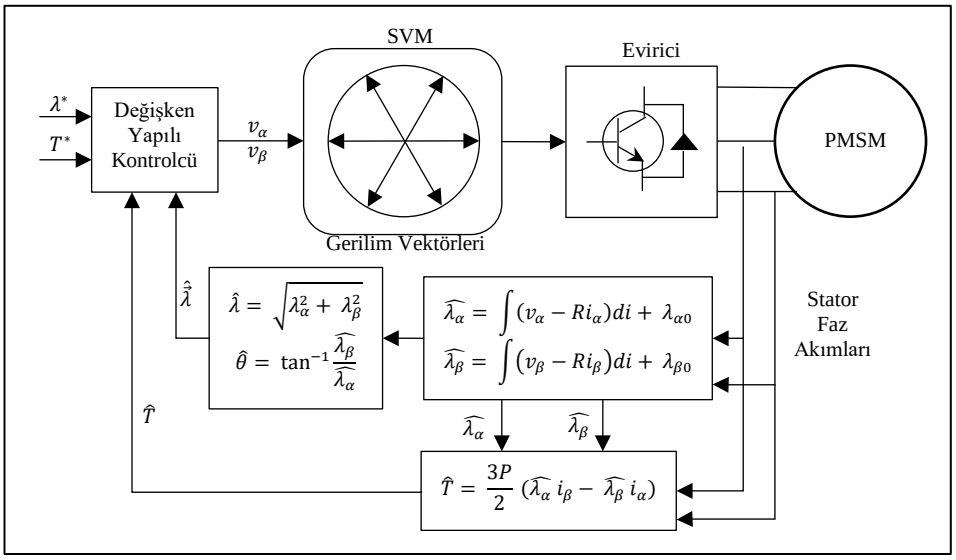
Alan odaklı kontrol ile akı ve kuvvet momenti bileşenlerinin kontrolü ayrıştırılmış D ve Q eksenleri ile birbirinden ayrılmış olur [32].

3.2.2. Gerilim Vektör Kontrolü

Gerilim vektör kontrolü (VVC) daha çok asenkron motorların (indüktans motorlar) kontrolünde kullanılmaktadır. [32]'de yapılan çalışmada PMSM kontrolü için "VVC+" olarak bir yöntem önerilmiştir. VVC skaler kontrol yöntemlerine göre pozisyon ya da hız sensörü gerektirmemesi, uygulanan kolay kontrol algoritması, düşük işlem zamanı ve geçici durum cevabı açısından oldukça avantajlıdır. [32]'de yayımlanan çalışmada oldukça avantajlı bir kontrol yöntemi olduğundan bahsedilse de PMSM için voltaj vektör kontrolü üzerine bu iddiayı destekleyen daha fazla yayın bulunamamıştır.

3.2.3. Doğrudan Dönme Momenti Kontrolü

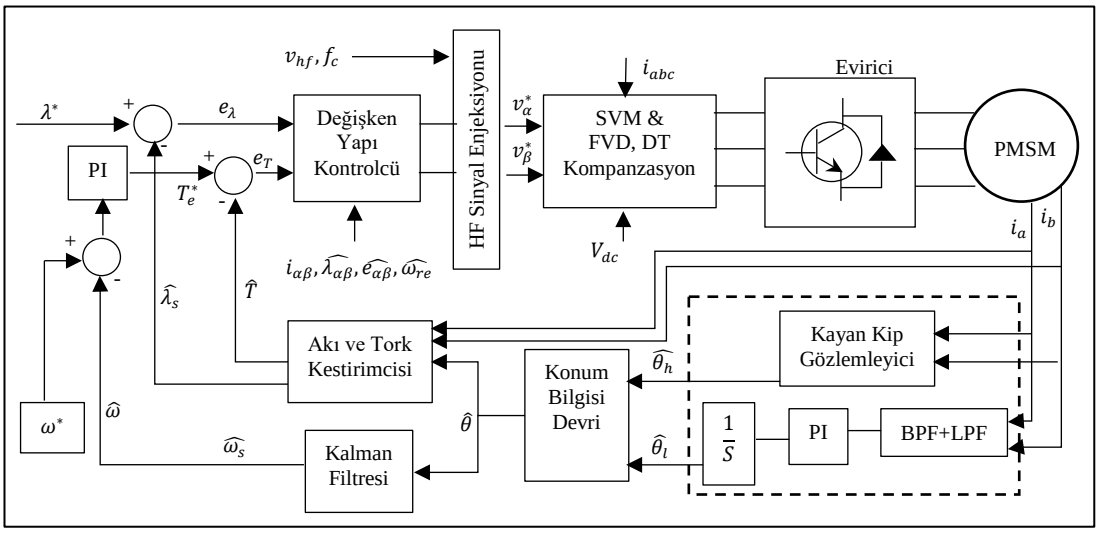
Doğrudan kuvvet momenti (tork) kontrolü (DTC), 1980'lerde alan odaklı kontrole alternatif olarak geliştirilmiştir. İlk olarak asenkron motorlar (indüktans motorları) için önerilmişlerdir [33], [34]. Sonrasında sabit mıknatıslı senkron motorlar için de önerildiği çalışmalar yayınlanmıştır.



Şekil 3.20: Doğrudan tork kontrolü kontrol şeması.

2010'da yayınlanan çalışma incelendiğinde doğrudan kuvvet momenti kontrolünün kontrol sisteminde ne işe yaradığı ve nasıl fayda sağladığı da açıkça görülmektedir. Yapılan çalışmada gömülü mıknatıslı sabit mıknatıslı senkron motor

(PMSM) için DTC içeren bir kontrol sistemi önerilmiştir. Kontrol sisteminin hem dur-kalk hızlarında hem de orta hızlarda kontrol sağlaması hedeflenmiştir. Bunun için sensörsüz hız kestirim yöntemlerinden yararlanılmıştır. Hız kestirimi için düşük hızlarda yüksek frekans enjeksiyonu (HFI), orta seviyedeki hızlar da ise kayan kip gözlemleyici kullanılmıştır. İki yöntem arasındaki geçişte ağırlık fonksiyonu kullanılmıştır. Çalışma kapsamında dur-kalk da dahil düşük ve orta hızlarda kontrol sisteminin etkinliği görülmüştür. Kontrol sisteminin genel kontrol şeması Şekil 3.21'de [35] görülmektedir. Sistemde, düşük hızlarda HFI yöntemi ve yüksek hızlarda kayan kip gözlemleyici ile elde edilen pozisyon bilgilerinden hız verisinin elde edilebilmesi için basit bir kalman filtresi kullanılmıştır.



Şekil 3.21: Yüksek frekans enjeksiyonu uygulanmış sensörsüz doğrudan tork kontrolü.

3.2.4. Doğrusal Olmayan Kuvvet Momenti Kontrolü

Doğrusal olmayan kuvvet momenti kontrolüyle ilgili incelenen çalışmada [36], etkili ama basit olduğu iddia edilen yeni bir yöntem önerilmiştir. Çalışmada PMSM'in matematiksel modeli ortaya konmuştur. Model üzerinden manyetik akıya bağlı kuvvet momenti denklemi elde edilmiştir (3.1). Sonrasında motorun dinamik modeli üzerinden doğrusal olmayan davranış ortaya konmuştur. Sistemin kararlılığı Lyapunov Tekniği ile gösterilmiştir. Lyapunov tekniğine dayalı yeni bir FPGA kuvvet momenti kontrolcüsü ve akı gözlemleyicisi geliştirilmiş, analiz edilmiş ve deneysel çalışmalarla doğrulanmıştır.

$$T_e = \frac{3p}{2}\,(\Psi_r \times i_s) = \frac{3p}{2}\left(\Psi_{r\alpha}\, i_{s\beta} - \Psi_{r\beta}\, i_{s\alpha}\right) \tag{3.1}$$

3.3. Sensörsüz PMSM Sürüş

Sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) kontrolünde genel olarak vektör kontrol teknikleri kullanılmaktadır. Etkili ve verimli bir motor sürüş için; uygulanan manyetik alan vektörü ile rotorun oluşturduğu manyetik alan vektörünün birbirine dik olması gerekir. Bunun sağlanabilmesi için rotor pozisyonunun yüksek doğrulukla elde edilmesi gereklidir. Pozisyon belirlemede optik enkoderler ya da manyetik sensörler kullanılmaktadır. Ancak bu sensörler ve kablo bağlantıları hem sistem maliyetini arttırmakta hem de sistemin mekanik bütünlüğüne bağlı sağlamlığını düşürmektedir. Sensörler titreşimden dolayı zamanla yerinden çıkabilmekte; bakım ya da tamir ihtiyaçları ortaya çıkarabilmektedir. Bu problemleri ortadan kaldırmak adına son yıllarda sensörsüz pozisyon kestirimi üzerine önemli çalışmalar yürütülmüş ve birçok yöntem önerilmiştir. Bu yöntemlerin bazıları ticarileşmiş ve birçok uygulamada kullanılmaktadır.

Sensörsüz PMSM pozisyon kestirimi üzerine yapılan çalışmaları anlamak için öncelikle bu yöntemleri araştıran çalışmalar incelenmiştir. Li Yongdong, Zhu Hao 2008’de yaptıkları çalışmada [3] sensörsüz pozisyon kestirim ve kontrol yöntemlerini Tablo 3.1’deki gibi gruplamışlardır.

Tablo 3.1: Li Yongdong, Zhu Hao'nun 2008'de yaptıkları çalışmada sensörsüz pozisyon kestirim ve kontrol yöntemleri için oluşturdukları gruplandırma.

Açık Çevrim Metotlar	Doğrudan Hesaplama
	Stator İndüktansının Hesaplanması Temelli Metotlar
	Zıt Elektromotor Kuvveti (Zıt-EMK) İntegrali
	Geliştirilmiş Zıt-EMK
Kapalı Çevrim Metotlar	Geliştirilmiş Kalman Filtresi (EKF)
	Model Referans Uyarlanabilir Sistem (MRAS)
	Uyarlanabilir Kontrol
	Kayan Kip (Sliding-Mode) Gözlemleyici
Motorun ideal olmayan Özelliklerine Bağlı Metotlar	Yüksek Frekans Enjeksiyonu (HFI)
	Düşük Frekans Enjeksiyonu (LFI)
	Çevrimiçi Reaktans Ölçümüne Dayalı Dolaylı Akı Tespiti (INFORM)
İlk Pozisyon Tespiti	Darbe Gerilimini Kullanarak
	Uzay Vektörü Test Gerilimini Kullanarak
	Yüksek Frekans Test Sinyalini Kullanarak

Arafa S. Mohamed, Mohamed S. Zaky, Ashraf S. Zein El Din ve Hussain A. Yasin'in 2011'de yaptıkları çalışmada [4] PMSM matematiksel modeli ortaya konmuş ve sonrasında sensörsüz sabit mıknatıslı senkron motor sürüş teknikleri için Tablo 3.2'deki gibi bir gruplamaya gidilmiştir.

Tablo 3.3: Arafa S. Mohamed, Mohamed S. Zaky, Ashraf S. Zein El Din ve Hussain A. Yasin'in 2011'de yaptıkları çalışmada sensörsüz sabit mıknatıslı senkron motor sürüş teknikleri için oluşturdukları gruplandırma.

<table>
<tr><td rowspan="9">Temel Uyarma Yöntemleri</td><td rowspan="3">Uyarlanabilir olmayan yöntemler</td><td colspan="2">Örneklenmiş stator gerilim ve akımlarını kullanan tahmin ediciler</td></tr>
<tr><td colspan="2">Akı temelli pozisyon tahmincileri</td></tr>
<tr><td colspan="2">Zıt-EMK temelli pozisyon tahmincileri</td></tr>
<tr><td rowspan="6">Uyarlanabilir Metotlar</td><td colspan="2">MRAS temelli tahmin ediciler</td></tr>
<tr><td rowspan="4">Gözlemleyici tabanlı Tahmin Ediciler</td><td>Launberger Gözlemleyici</td></tr>
<tr><td>Derecesi Düşürülmüş (Reduced-Order) Gözlemleyici</td></tr>
<tr><td>Kayan Kip (Sliding-Mode) Gözlemleyici</td></tr>
<tr><td>Kalman Filtresi</td></tr>
<tr><td colspan="4">Manyetik Belirginlik (Saliency) ve Sinyal Enjeksiyonu Yöntemleri</td></tr>
<tr><td colspan="4">Yapay Zeka</td></tr>
</table>

Jyoti Agrawal ve Sanjay Bodkhe 2013'te yaptıkları çalışmada [7], öncelikle PMSM motorları manyetik alanın yönüne göre radyal ve aksiyel, indükledikleri zıt elektromotor kuvvetin şekline göre fırçasız doğru akım motorları (BLDC) ve sabit mıknatıslı senkron motorlar (PMSM), rotora yerleştirilen mıknatısların yerleşimine göre yüzey mıknatıslı ve gömülü mıknatıslı olarak ayırmışlardır. Sensörsüz konum kestirim ve kontrol yöntemleri aşağıdaki gibi gruplanmıştır. Onlar da Li Yongdong, Zhu Hao ile [3] benzer bir gruplandırma yöntemi seçmişlerdir. Belirledikleri gruplandırma Tablo 3.3'te görülmektedir.

Tablo 3.4: Jyoti Agrawal ve Sanjay Bodkhe 2013'te yaptıkları çalışmada sensörsüz konum kestirimi için belirledikleri gruplandırma.

<table>
<tr><td rowspan="5">Açık çevrim yöntemler</td><td rowspan="4">Zıt-EMK temelli metotlar</td><td>Sıfır geçiş noktası tespiti</td></tr>
<tr><td>Kilitli faz döngüsü (PLL) metodu</td></tr>
<tr><td>Zıt-EMK integral metodu</td></tr>
<tr><td>Dolaylı Zıt-EMK tahmini</td></tr>
<tr><td colspan="2">Stator indüktansının hesaplanmasına bağlı yöntemler</td></tr>
<tr><td rowspan="4">Kapalı Çevrim Metotlar</td><td colspan="2">Geliştirilmiş Kalman Filtresi (EKF)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Model Referans Uyarlanabilir Sistem (MRAS)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Kayan Kip Gözlemleyici (SMO)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Akı Bağlantısı Gözlemleyicisi</td></tr>
<tr><td colspan="3">Yapay Zeka Tabanlı Tahmin Ediciler</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Motorun ideal olmayan özelliklerine bağlı yöntemler</td><td colspan="2">Yüksek Frekans Sinyal Enjeksiyonu (HFI)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Düşük Frekans Sinyal Enjeksiyonu (LFI)</td></tr>
</table>

Sensörsüz sabit mıknatıslı senkron motor kontrolü kavramı üzerine yapılan çalışmaların aslında sensörsüz konum ve hız kestirimine odaklandığı görülmektedir. Çalışmalar incelendiğinde ilk pozisyonu bulmaya ilişkin sunulan [37], [38], [39], [40] ve [41]'deki çalışmalar düşük hız bölgesi kontrolü için yetersiz kalmaktadır. Bu çalışmalarda önerilen yöntemlerin amacı motorun ilk pozisyonunu bulmaktır. Bu yöntemler sıfır hız bölgesi için çok yararlıdır. Sıfır hızda pozisyonu biliyor olmak ilk uygulanacak gerilim vektöründe motora maksimum kuvvet momentinin uygulanmasını sağlayacaktır. Ancak düşük hız kontrolünde tek bölge sıfır hız bölgesi değildir. Belli bir hıza kadar motorun kontrol edilmesi hedeflenmektedir. Bu nedenle motorun ilk konumuna bulmaya yönelik yöntemler yüzeysel olarak incelenmiş ancak tez raporuna dahil edilmemiştir.

Çalışmalar incelendiğinde bu tez çalışması kapsamında Tablo 3.4 'deki gibi bir gruplama oluşturulmuştur.

Tablo 3.5: Sensörsüz konum kestirim yöntemleri için tez kapsamında oluşturulan gruplandırma.

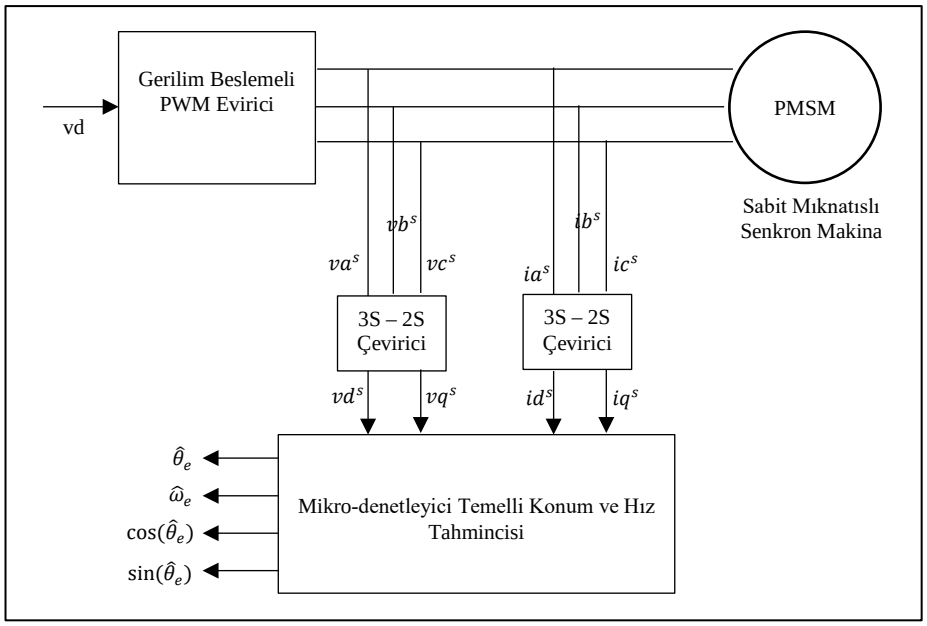
<table>
<tr><td rowspan="4">Açık Çevrim Yöntemler</td><td colspan="2">Doğrudan Hesaplama</td></tr>
<tr><td colspan="2">Zıt Elektromotor Kuvvet (Zıt-EMK) İntegrali</td></tr>
<tr><td colspan="2">Stator Sargı İndüktansı Temelli Yöntemler</td></tr>
<tr><td colspan="2">Kilitli Faz Döngüsü (PLL) Metodu</td></tr>
<tr><td rowspan="6">Kapalı Çevrim Yöntemler</td><td rowspan="4">Gözlemleyici Tabanlı Yöntemler</td><td>Genişletilmiş Zıt-EMK Kuvveti</td></tr>
<tr><td>Luenberger Gözlemleyici</td></tr>
<tr><td>Kayan Kip Gözlemleyici</td></tr>
<tr><td>Derecesi Düşürülmüş Gözlemleyici</td></tr>
<tr><td colspan="2">Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Model Referans Uyarlanabilir Sistem (MRAS)</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Motorun İdeal Olmayan Özelliklerine Dayalı Yöntemler</td><td colspan="2">Yüksek Frekans Enjeksiyonu (HFI)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Düşük Frekans Enjeksiyonu (LFI)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Çevrimiçi Reaktans Ölçümüne Dayalı Dolaylı Akı Tespiti (INFORM)</td></tr>
</table>

3.3.1. Açık Çevrim Yöntemler

Açık çevrim yöntemler incelendiğinde konum ya da hız hesaplanırken akım hatasının kullanılmadığı görülmektedir. Daha geniş bir anlatımla açık çevrim yönteminde konum kestirilmeye çalışırken kestirilen konuma bağlı hesaplanan bir bileşenin hatası üzerinden bir düzeltmeye ya da uyarlamaya gidilememektedir.

Doğrudan hesaplama yöntemi ilk incelenen çalışmadır [42]. Bu çalışmada ilk olarak konum ve hız kestirimi için önerilen yöntemlerden bahsedilmiş ve dezavantajları ortaya konmuştur. Önerilen yöntem faz gerilimlerini ve akımlarını örnekleyerek bu örnekler üzerinden rotor hızını hesaplamaktadır. Rotor mıknatıslarının ve statora uygulanan sinyallerin oluşturduğu dönen referans uzayındaki akım ve gerilim vektörleri kullanılarak hız bilgisi matematiksel olarak elde edilmiştir. Mevcut konumun hesaplanabilmesi için ilk konumun kestirimine ilişkin algoritma elde edilmiştir. Hesaplanan konum 0-180 derece arasındadır. Rotor açısının koordinat düzleminde yatay eksenin hangi tarafında olduğuna göre (rotor kutbunun yönüne göre) kestirilen pozisyona 180 derece eklenip eklenilmeyeceğine karar

verilmektedir. Rotorun kutbunu kestirebilmek için ters toleranslı iki adet dikdörtgen darbe voltaj sinyali uygulanması önerilmiştir. Pozitif ve negatif alternanslardaki akım cevap hızlarına göre rotorun kutbu kestirilebilmektedir. Önerilen yöntem hem benzetim ortamında hem de DSP üzerinde uygulanmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Yöntem hem sıfır hız hem de yüksek hızlarda kabul edilebilir seviyede başarılıdır. Ancak gerek hız formülü gerekse ilk konum algoritmaları incelendiğinde motordaki çalışma zamanı ya da ömür kaynaklı parametre değişimlerine karşı oldukça duyarlıdır. Önerilen yönteme ilişkin kontrol şeması Şekil 3.22'de [42] görülmektedir.



Şekil 3.22: Pozisyon ve hız kestirimi için blok şema.

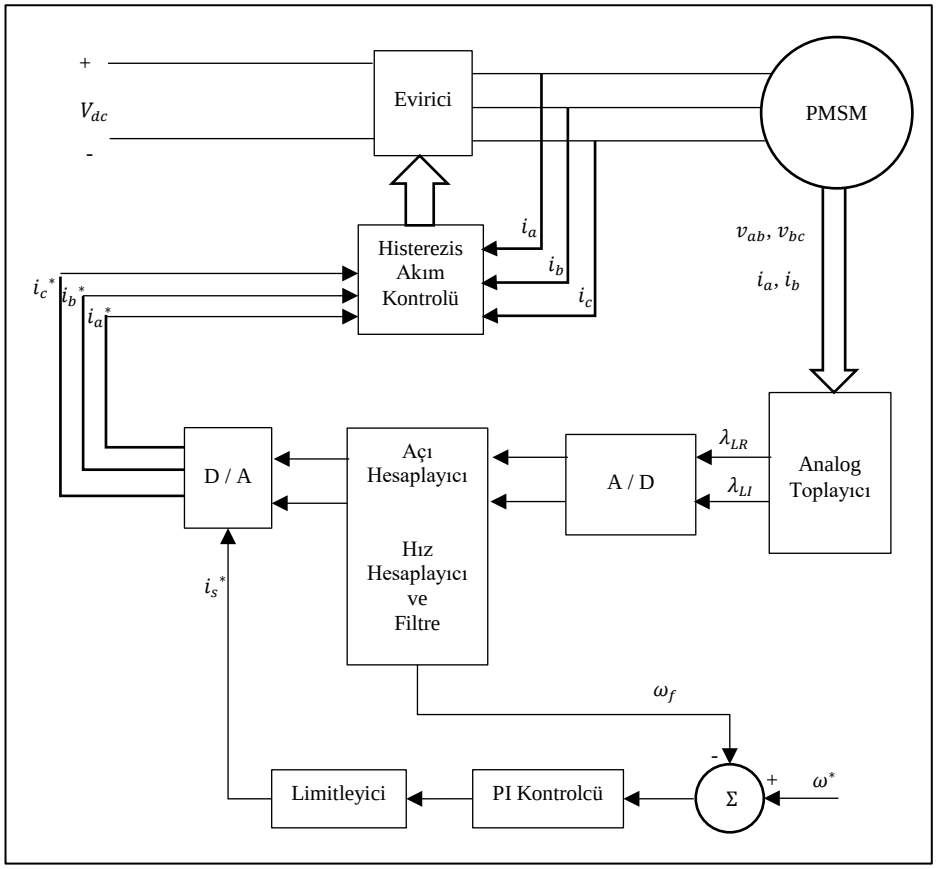
Stator fazlarına uygulanan döner referans koordinat alan akım, gerilim vektörlerine, d-q indüktanslarına bağımlı hız kestirim formülü ve ilk pozisyon tahminine ilişkin formüller (3.2)(3.3)(3.4) denklemlerinde görülmektedir. Hız kestirimi ve ilk pozisyon tahmininin motor parametrelerine bağımlılığı formüllerden de açıkça görülmektedir.

$$w_e = [\sqrt{(v_q{}^s - R_q i_q{}^s - L_q p i_q{}^s)^2 + (v_d{}^s - R_d i_d{}^s - L_d p i_d{}^s)^2}]/\Psi_f \tag{3.2}$$

$$\begin{aligned} x_o &= [-v_d{}^s + R_d i_d{}^s + L_d p i_d{}^s] \\ y_o &= [v_q{}^s - R_q i_q{}^s - L_q p i_q{}^s] \end{aligned} \tag{3.3}$$

$$\tan(\theta_o) = x_o/y_o \tag{3.4}$$

Yapılan diğer çalışmada [43] bir faz terminalinden diğer faz terminaline gerilim değerleri ve seçilen terminallere ilişkin stator akımları analog toplayıcıda işlenerek stator akı bağlantısı vektörleri oluşturulmuştur. Bu değerler mikro-denetleyici ile örneklenerek vektör açısı bulunmuştur. Açı değişimi ile hız hesaplanmış ve hedef hız ile arasındaki hata PI kontrolcüde karşılaştırılarak hedef stator akımı elde edilmiştir. Örneklenen faz akımları ve hedef faz akımları histerezis akım kontrolcüsünde karşılaştırılarak evirici kontrolü sağlanmıştır. Akı bağlantılarının (Flux linkage) hesaplanması için analog toplayıcı kullanıldığından yöntem zıt-EMK integrali yöntemi şeklinde tabir edilmiştir. Yöntemin genel blok şeması Şekil 3.23'de [43] görülmektedir.



Şekil 3.23: Zıt-elektromotor kuvveti yöntemi blok şeması.

Algoritmaya ilişkin belirleyici denklemler (3.5)(3.6)(3.7) 'de görülmektedir. Denklemlerde, terminalden terminale akı bağlantısı için gerçek ve sanal kısımların

elde edilmesi ve rotor pozisyonunun hesaplanması için kullanılan yöntemler görülmektedir. Yöntemde donanımsal analog toplayıcı tasarımı gerekmektedir. Yöntem iyi tasarlanmış analog bir devreye ihtiyaç duyacağından sistem maliyetini arttırmaktadır. Çalışma 1990'da yapılmıştır. Analog toplayıcı yerine dijital toplayıcı kullanılarak yöntem denenebilir.

$$\lambda_{LR} = \int [V_{ab} - R_s(i_a - i_b)]dt \tag{3.5}$$

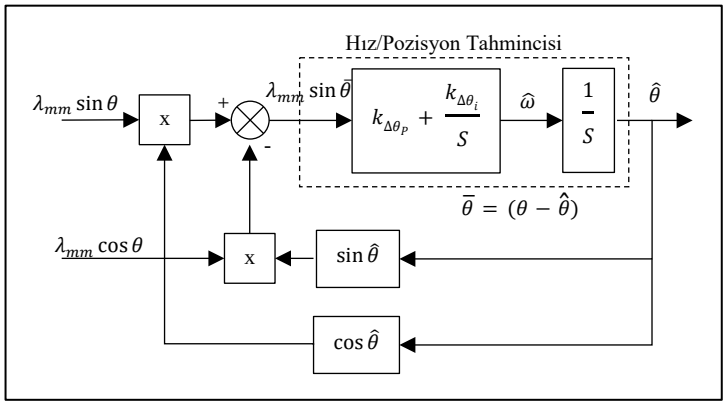
$$\lambda_{LI} = \int \left[\frac{1}{\sqrt{3}}\,(v_{ab} - 2v_{bc}) - \sqrt{3}\,R_s\,(i_a + i_b)\right] dt \tag{3.6}$$

$$\theta_{\lambda L} = \tan^{-1}(\frac{\lambda_{LI}}{\lambda_{LR}}) \tag{3.7}$$

Gömülü mıknatıs kullanılan sabit mıknatıslı senkron motorlarda stator faz indüktansı rotor pozisyonunun bir fonksiyonudur. İndüktans değeri, motor hızının iki katında frekans değeri ile değişir. Belli bir zamanda, motor indüktansı bilinirse motor pozisyonu da yüksek doğrulukla hesaplanabilir [44]. Çalışmada stator faz akım ve gerilimleri kullanılarak rotor pozisyonunun hesaplanmasına yönelik bir algoritma önerilmiştir. Öncelikle Zıt-EMK hesaplanmakta; sonrasında faz akım ve gerilim değerleri eşitliğe uygulanarak faz indüktansı hesaplanmaktadır. Hesaplanan indüktans değeri ile gerçek indüktans değeri karşılaştırıldığında rotor pozisyonu kestirilebilmektedir. Ancak bu yöntemde düşük hızlarda zıt-EMK'nın elde edilmesi kolay değildir. Yöntem açık çevrim bir yöntemdir. Hesaplanan değer çalışma zamanında doğrulanmamaktadır. Motor indüktansı motorun sıcaklığına, ömrüne ya da üzerinden geçen akıma göre değişkenlik gösterebilmektedir. Bu sebeplerden dolayı çok güvenilir bir yöntem değildir.

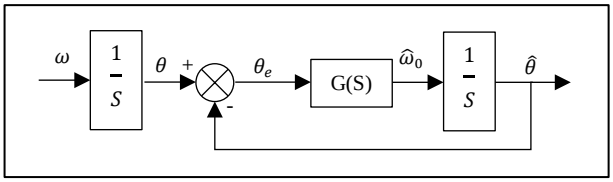
Faz kilitlemeli döngü (PLL) tip tahminci uygulanmış sabit mıknatıslı senkron motor hız ve pozisyon kontrolünün önerildiği çalışmada [45] stator ve rotor manyetik akılarının hesaplanması için sadece stator gerilim ve akımları kullanılmıştır. PMSM'in dönen referans vektör uzayındaki matematiksel modeli elde edilmiştir. Tahminci için ayrı bir dönen referans uzayı tanımlanarak rotor dönen vektörleriyle stator dönen vektörleri (tahmin edilen) arasındaki açı hatasını sıfırlayacak şekilde PLL tahminci

tasarlanmıştır. Bunun yanında stator direncinin kontrolcüye etkisini ortadan kaldırmak için tanımlanan dönen referans uzayı için akı vektörünün hesaplanan genliği kullanılmaktadır. 600rpm, 300rpm ve 60rpm motor hızları için benzetim sonuçları değerlendirilmiştir. Ayrıca kontrol sisteminin geçici cevabı incelenmiştir. Düşük hızlarda (< 1rad/s) pozisyon hatasının yüksek olduğu görülmektedir. Çalışmada kullanılan PLL tahmincinin blok şeması Şekil 3.24'de [45] görülmektedir.



Şekil 3.24: PLL temelli hız ve pozisyon kestirimi blok şeması.

Genişletilmiş zıt-EMK yöntemi farklı bir yöntem gibi ele alınsa da motorun matematiksel modelinin kullanıldığı; gözlemleyici ile konum ve hız kestiriminin yapıldığı bir yöntemdir. Yaklaşım ve kullanılan ifadeler [46]'deki çalışmada çok güzel açıklanmıştır. PMSM için uzay vektör diyagramı verilmiştir. Motorun elektriksel ifadesinden yola çıkarak konum hatası sonucu mıknatıslanma ekseninde ve ona dik eksende oluşan zıt-EMK ifadeleri elde edilmiştir. Düşürülmüş-dereceli gözlemleyici ile mıknatıs ekseninde uygulanan zıt-EMK hesaplanmaktadır. Elde edilen zıt-EMK kullanılarak konum hatası kestirilmektedir. Şekil 3.25'de [46] diyagramı çizilmiş olan tahmin edici ile hız ve konum kestirilmektedir. İleri yönlü hız kestirim kontrolü için PI kontrolcü kullanılmıştır. Yöntem orta ve yüksek hızlar için oldukça iyi sonuçlar verse de düşük hızlarda zıt-EMK çok düşük olduğundan devre üzerindeki gürültüler de dikkate alındığında uygun bir yöntem olarak değerlendirilmemiştir.



Şekil 3.25: Zıt-EMK hız ve konum tahminci diyagramı.

3.3.2. Kapalı Çevrim Yöntemler

Luenberger Gözlemleyiciyi incelediğimizde temel Luenberger gözlemleyicinin doğrusal sistemlere, genişletilmiş Luenberger gözlemleyicinin de doğrusal olmayan zamanla değişmeyen sistemlere uygulandığını görüyoruz [47]. Luenberger gözlemleyici aşağıdaki durum denklemlerini sağlamaktadır.

Gerçek Sistem :

$$\dot{x} = \hat{A}x + Bu \qquad (3.8)$$
$$y = Cu$$

Gözlemleyici :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \qquad (3.9)$$
$$\hat{y} = Cu$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\widehat{i_{\alpha\beta}}\\ \widehat{e_{\alpha\beta}}\end{bmatrix} = \hat{A}.\begin{bmatrix}\widehat{i_{\alpha\beta}}\\ \widehat{e_{\alpha\beta}}\end{bmatrix} + B.\begin{bmatrix}u_{\alpha\beta}\\ u_{\alpha\beta}\end{bmatrix} + K.\left(i_{\alpha\beta} - \hat{i}_{\alpha\beta}\right)$$
$$\widehat{i_{\alpha\beta}} = C.\begin{bmatrix}\widehat{i_{\alpha\beta}}\\ \widehat{e_{\alpha\beta}}\end{bmatrix} \qquad (3.10)$$

$\hat{A}$ matrisi motor hızının fonksiyonudur. Bundan dolayı motor hızının kestirilmesi gerekir. Bunun için PI kontrolcü kullanılır.

$$\widehat{\omega}_r = K_p\left(\hat{e}_\alpha\varepsilon_\alpha - \hat{e}_\beta\varepsilon_\beta\right) + K_i\int(\hat{e}_\alpha\varepsilon_\alpha - \hat{e}_\beta\varepsilon_\beta)dt \qquad (3.11)$$
$$\varepsilon_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha \qquad \varepsilon_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta$$

Sistemin dinamik davranışı (A-LC) matrisinin öz değerleri ile karakterize edilir. Gözlemleyicinin hata dinamiğindeki kararlılığına karar vermek için Popov Teoremi ya da Lyapunov Kararlılık Teoremi kullanılabilir. Sistemin kararlı olabilmesi için (A-LC) ifadesinin negatif ve birim dairenin içinde kalması istenir. Luenberger gözlemleyicsinin avantajı akım ve gerilim değişimlerine çok hızlı cevap vermesidir. Ancak A matrisi rotor hızına bağlı bir değer olduğundan motorun çalıştığı hız aralığı genişledikçe (A-LC) matrisinin sistemi kararsızlığa götürme ihtimali artmaktadır. Düşük hızlarda devre üzerindeki gürültülerden dolayı zıt-EMK'nın ölçümü güçleşeceğinden düşük hızlar için uygun bir yöntem değildir.

[48]'deki çalışmada durum gözlemleyici denklemlerinin derecelerini düşürmek için derecesi düşürülmüş gözlemleyici kullanılmıştır. Akı ve EMK tahminleri için iki ayrı gözlemleyici kullanılmıştır. Denklemler statik referans uzayında tanımlanmıştır. İlk gözlemleyici stator akılarını ölçüp sonrasında rotor akılarını ve rotor pozisyonunu ölçmektedir. İkinci gözlemleyici oluşan zıt-EMK'leri ölçerek doğrudan rotor açısını hesaplamaktadır. Ancak uygulanan algoritmalarda motor hızının bilindiği varsayımıyla hareket edilmiştir. Çalışma derecesi düşürülmüş gözlemleyici için ayrıntılı bir örnektir ancak uygulanabilir değildir. Hızın zamana bağlı değişimi açıyı vereceğinden çalışma sadece akademik bir çalışma olarak değerlendirilmiştir.

Diğer çalışmada [49] yüksek performanslı sensörsüz servo sürücüler için derecesi düşürülmüş gözlemleyici tasarımı önerilmiştir. Yöntemde ölçülen stator akımlarından ve gerilimlerinden elde edilen zıt-EMK sinüs sinyali ile pozisyon ve hız kestirimi yapılmaktadır. Gözlemleyici motorun d-q elektriksel modeli üzerinden elde edilmiştir. Gözlemleyicinin kararlılığı değerlendirilmiş ve gözlemleyici katsayı düzeltmesi ortadan kaldırılmıştır. Kuvvet momenti salınımlarına cevap verebilmek için mekanik model kullanılarak hız döngüsü için ek bir yaklaşım geliştirilmiştir. Sistemin kararlılığını sağlayacak şekilde kök eğrisi yöntemi ile kutup yerleri seçilmiştir. Yöntem benzetim ortamında denenmiş ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçları incelendiğinde; her ne kadar yazar yöntemin ani değişimlere cevabının çok iyi olduğunu belirtse de akım seviyesi değişimlerinde anlık hız ve pozisyon hataları gözlenmektedir. Ayrıca zıt-EMK ölçümüne dayandığından sıfır hız ve düşük hızlarda iyi bir yöntem olmayacaktır.

Durum gözlemleyici denkleminde hata değeri yerine hatanın işareti geri besleme değeri olarak kullanılırsa kayan kip gözlemleyici (SMO) elde edilmektedir [47]. SMO için kullanılan durum denklemi aşağıda görülmektedir. İşlem sırası ise Şekil 3.26'daki

SMO blok diyagramında [47] verilmiştir. Sabit referans alanındaki PMSM motor modelinde rotorun oluşturduğu zıt-EMK yerine akım hatası için signum fonksiyonu uygulanır. Gözlemleyici çıkışında elde edilen geri besleme sinyali alçak geçiren filtreden geçirilerek zıt-EMK'lar hesaplanmaktadır. Hesaplanan zıt-EMK'ler, zıt-EMK gözlemleyicisinde işlenerek hız ve pozisyon kestirimi gerçekleştirilir. Yöntem hız kestirimini Zıt-EMK ölçümü üzerinden yaptığı için sıfır hız kestirimi için uygun değildir. Zıt-EMK blok diyagramı Şekil 3.27'de [47] görülmektedir.

$$\underline{\hat{\imath}} = A\underline{\hat{\imath}} + Bu + K.\mathrm{sgn}(\underline{y} - \underline{\hat{y}}) \tag{3.12}$$

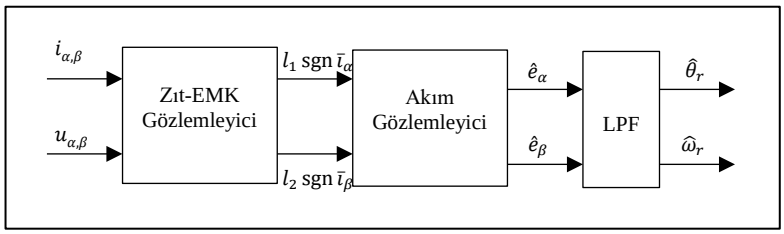
$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\beta + \frac{1}{L}v_\beta - \frac{1}{L}e_\beta \end{aligned} \tag{3.13}$$

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\Psi_f \omega_e \sin(\theta_e) \\ e_\beta &= \Psi_f \omega_e \cos(\theta_e) \end{aligned} \tag{3.14}$$

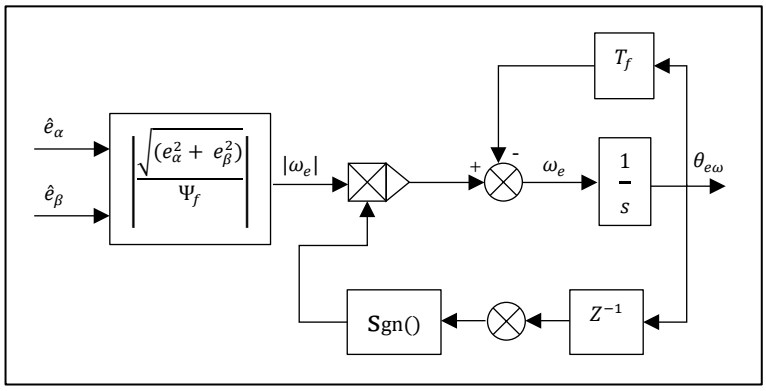
"i_α, i_β" α, β ekseni stator akımları, "v_α, v_β" α, β ekseni stator gerilimleri, "e_α, e_β" α, β ekseni zıt-EMK, "θ_e" rotor pozisyonu, "R" sargı direnci, "L" sargı indüktansı, "ω_e" rotor açısal hızı için kullanılan gösterimlerdir.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\imath}_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{\imath}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{l_1}{L}\mathrm{sign}(\bar{\imath}_\alpha) \\ \frac{d\hat{\imath}_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}\hat{\imath}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{l_1}{L}\mathrm{sign}(\bar{\imath}_\beta) \end{aligned} \tag{3.15}$$

$\bar{\imath}_\alpha = \hat{\imath}_\alpha - i_\alpha$, $\bar{\imath}_\beta = \hat{\imath}_\beta - i_\beta$ [50]



Şekil 3.26: Kayan kip gözlemleyici blok diyagramı.

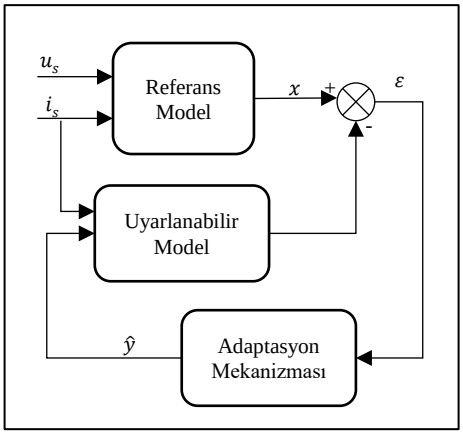


Şekil 3.27: Zıt-EMK blok diyagramı.

Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) yüksek hızlarda PMSM kontrolü için doğrusal olmayan hız ve konum gözlemleyicisi olarak oldukça yaygınlaşmış bir yöntemdir. Motor kontrol yöntemleri açıklanırken bu yöntemle ilgili bazı çalışmalar incelenmiştir. Yöntemin düşük hızlardaki performansını arttırmaya yönelik çalışılan makalede [51] PMSM'in hedeflenen hızına göre DC bara geriliminin ayarlanmasına yönelik bir yöntem önerilmiştir. EMS'min elektriksel ve mekanik matematik modeli üzerinden kalman filtresi tasarlanmış, DC baranın harmoniklere etkisi aşağıdaki formülle gösterilmiştir. Hıza bağlı DC bara voltajının ayarlanabilmesi sayesinde düşük hızlarda harmonik etkisi ve sinyal gürültü oranı (SNR) düşürülmüştür. Yapılan simülasyon çalışmalarıyla yöntem doğrulanmış, deneysel çalışmalarda düşük hız performansının arttığı gösterilmiştir. Ancak çalışılan iyileşmenin sağlandığı iddia edilen ve deneysel çalışmaların uygulandığı hızlar 2Hz ila 5Hz'dir. Bu hızlar düşük hız olarak kabul edilse de sıfır hız bölgesine çok uzaktır. Ayrıca DC bara voltajının ayarlanabilmesi için ek bir devre maliyeti ortaya çıkmaktadır.

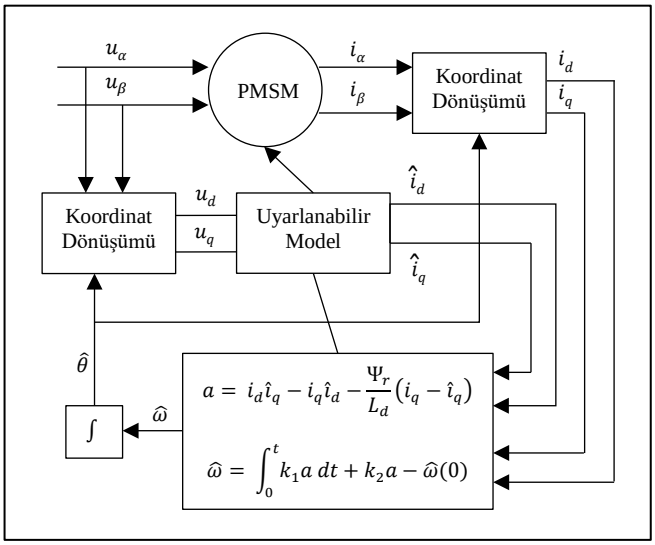
$$a_n = \frac{2U_{dc}}{n\pi}\left[\sum_{k=1}^{m_f/2} \sin(n\omega_1 t_{2k-1}) - \sum_{k=2}^{1+m_f/2} \sin(n\omega_1 t_{2k-2})\right] \tag{3.16}$$

Model Referanslı Uyarlanabilir Sistem (MRAS) yönteminden genel PMSM kontrol yöntemleri incelenirken de bahsedilmişti. MRAS yöntemi ile geliştirilen yöntemlerin genel kontrol şeması Şekil 3.28'de [52] gösterildiği gibidir.



Şekil 3.28: MRAS tahminci blok şeması.

Şekilde de görüldüğü gibi referans sisteme çeşitli giriş sinyalleri uygulanarak durum değişkeni ya da matrisinin gerçek değeri elde edilir. Aynı giriş sinyalleri uyarlanabilir modele uygulanarak tahmin edilen durum değişkeni ya da matrisi elde edilir. Gerçek ve tahmin edilen durum değişkenleri arasındaki hata adaptasyon mekanizmasında işlenerek çıkış sinyali ya da matrisi elde edilir. Şekil 3.29‘da [52] örnek bir uygulama için MRAS blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.29: MRAS Örnek Blok Diyagramı.

Ele alınan örnekte [52] αβ gerilimleri referans model olarak kabul edilen PMSM’e uygulanmıştır. Fazlardan elde edilen akımlar kestirilen pozisyon bilgisi kullanılarak dönen vektör düzlemindeki karşılıklarına çevrilmiştir. Uygulanan gerilimler aynı zamanda dönen vektör alanındaki karşılıklarına çevrilerek

uyarlanabilir modele uygulanmış ve kestirilen DQ akımları elde edilmiştir. Kestirilen akımlar ile gerçek akım değerleri hız kestirim algoritmasına uygulanarak çıkışta hız bilgisi elde edilmiştir. Hız bilgisinin integrali alınarak pozisyon bilgisine ulaşılmıştır. Bu örnekte giriş değişkenleri olarak uygulanan gerilim değerlerini, durum değişkenleri olarak DQ akım değişkenlerini, çıkış değişkeni olarak da hız bilgisini düşünebiliriz. Yöntemin uygulanışının basit olması avantajdır. Ancak düşük hızlardaki motor konumunun ya da başlangıç motor konumunun elde edilmesi önemli bir problemdir. Çalışmada başlangıç konumunun tespiti için farklı yönlerde voltaj darbe sinyalleri uygulanmış ve ilk konum bu yolla kestirilmiştir. Her uygulanan gerilim vektörünün hemen sonrasında 180 derece ötesinde diğer gerilim vektörü uygulanmıştır.

3.3.3. Motorun İdeal Olmayan Özelliklerine Dayalı Yöntemler

Diğer bir önemli sensörsüz konum ya da hız kestirim yöntem grubu olarak da sabit mıknatıslı senkron motorun ideal olmayan manyetik davranışından yararlanılarak elde edilen yöntemlerden bahsedilebilir. Yüksek frekans gerilim ya da düşük frekans akım sinyali uygulanarak konum ya da hızın kestirilmesine yönelik yöntemler bulunmaktadır [53]. Frekans enjeksiyonu yöntemlerinin yanında çalışma zamanı reaktans ölçümü ile dolaylı akı tespiti (INFORM) yöntemi ve uygulanan uzay vektör PWM sinyaline tepki olarak sistemde ölçülen $di/_{dt}$ değerini kullanan yöntemler mevcuttur [4].

Yüksek frekans enjeksiyonu (HFI) ile konum ve hız kestiriminde, motor dönme frekansının çok üzerinde bir dönen gerilim vektörünün $\alpha\beta$ eksenine ya da dq dönen referans alanında uygulanması ile yüksek frekanslı akım sinyali elde edilir. Elde edilen akım sinyali belli sinyal işleme algoritmalarından geçirilerek motor konumu ya da hız kestirilir.

Yüksek frekans enjeksiyonun en temel anlamda uygulandığı [5]'deki çalışmada $\alpha\beta$ eksenlerine yüksek frekansta gerilim vektörü uygulanmıştır. Fazlarda oluşan akımlar örneklenerek $\alpha\beta$ akım vektörü hesaplanmıştır. Hesaplanan bu akım vektörü Şekil 1'de akış şeması gösterilen de-modülasyon işleminden geçirilerek çift kutuplu motor için konum bilgisi elde edilmiştir. Konum bilgisi sıfır ile 180 derece arasındadır. Yani motor hesaplanan θ konumunda ya da (180+θ) konumunda olabilir. Kesin konum bilgisi için uygulama özelinde yaklaşımlar kullanılabilir.

[8]'deki çalışmada $\alpha\beta$ ekseninde uygulanan yüksek frekanslı gerilim vektörü ile pozisyon kestirimi yapılmaktadır. Aşağıdaki matematiksel ifadelerde (3.17) gösterildiği gibi w_i açısal frekansında gerilim vektörü uygulandığında yine aynı denklemde görülen akım sinyali elde edilmektedir. Standart yüksek frekans enjeksiyon yönteminde ölçülen akım sinyali sırasıyla bant-geçiren, yüksek geçiren (senkron filtre) ve alçak geçiren filtrelerden geçirilerek pozisyon bilgisi elde edilmektedir. Pozisyon bilgisinin türevi ise hız bilgisine eşittir. Bu çalışmada daha basit bir filtre önerilmiştir. Senkron filtre yerine dördüncü dereceden alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Bu sayede işlem yükü azaltılmıştır. Yüksüz ve düşük hız / sıfır hız bölgesi için sabit yük uygulanmış, simülasyon çalışmaları yapılmış ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Konum hatasının +/- 2 derecenin altında olduğu görülmüştür.

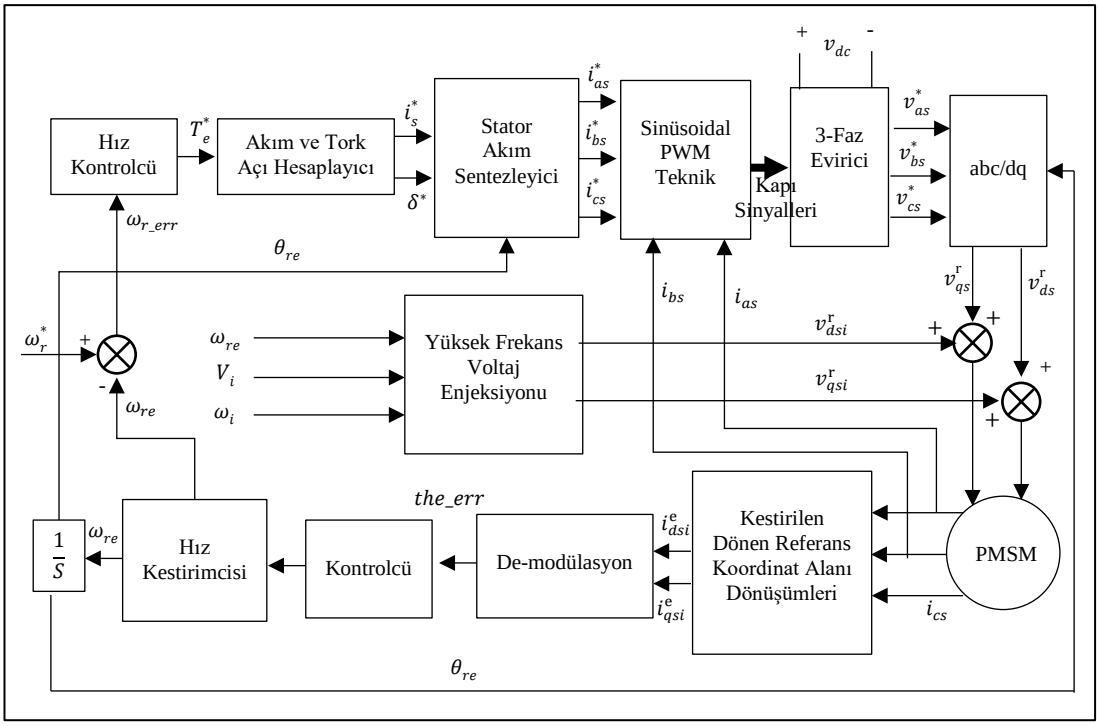
$$\begin{bmatrix} V_{\alpha i} \\ V_{\beta i} \end{bmatrix} = V_{si} \begin{bmatrix} -\sin(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha i} \\ i_{\beta i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{i0}\cos(\omega_i t) + I_{i1}\cos(2\theta_r - \omega_i t) \\ I_{i0}\sin(\omega_i t) + I_{i1}\sin(2\theta_r - \omega_i t) \end{bmatrix} \quad [8] \tag{3.17}$$

[54]'deki çalışmada yüksek frekans gerilim vektörü dönen referans alanına (DQ eksenine) uygulanmıştır. Gerilim vektörünün uygulandığı alan yönlendirmeli vektör kontrol sistemi oluşturulmuştur. De-modülasyon, hız ve konum kestirim blokları ayrıntılı olarak Şekil 3.30'da [54] gösterilmiştir. Çok farklı hedef hız değerleri için simülasyon ve gerçek sistem sonuçları elde edilmiştir. Yapılan deneysel çalışmalarda frekans enjeksiyonu yönteminin düşük hız ve sıfır hız bölgesi için performansı yüksek bir yöntem olduğu görülmüştür. Ancak hız arttıkça enjeksiyon frekansının artması gerekmektedir. Bu da enjeksiyon frekansının PWM frekansına yaklaşmasına ve kestirim performansının düşmesine sebep olmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_{qsi} \\ V_{dsi} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \sin(\theta_i) \\ \cos(\theta_i) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{qsi} \\ i_{dsi} \end{bmatrix} = \sin\theta_i \begin{bmatrix} I_i\cos\theta_{re} - I_2\cos\{2(\theta_r - \theta_{re})\} \\ -I_i\sin\theta_{re} + I_2\sin\{2(\theta_r - \theta_{re})\} \end{bmatrix} \quad [54] \tag{3.18}$$



Şekil 3.30: DQ eksenine uygulanan gerilim enjeksiyonu yöntemi ile hız kontrolü.

Yukarıda yüksek frekans gerilim enjeksiyonu ile konum ve hız kestirimine ilişkin çalışmaları inceledik.

[55]'de düşük frekans akım enjeksiyon yöntemi ile hız kestirim yöntemi üzerine çalışılmıştır. DQ dönen referans alanında akım vektörü uygulanmış ve dönme momenti denklemi üzerinden elde edilen algoritma ile hız bilgisi elde edilmiştir. Önerilen yöntemde aşağıda yazılmış olan akım vektörü uygulanmış ve hız bilgisi diğer denklemdeki gibi elde edilmiştir. (3.19) 'de önerilen yönteme ilişkin belirleyici denklemler gösterilmiştir.

$$i_{cd}^{\varepsilon}(t) \approx \sqrt{2}\, I_{cd}^{\varepsilon}\, \cos(\omega_c t)$$

$$F_{\varepsilon} \approx \varepsilon \frac{3p^2 \Psi_{pm}^2 I_{cd}^{\varepsilon}}{2\sqrt{2} J \omega_c} \tag{3.19}$$

$$\omega_e = k_p F_{\varepsilon} + k_i \int F_e dt$$

Benzetim ortamında algoritma denenmiş ve sonuçlar paylaşılmıştır. Doğrulama denemeleri genelde sabit yük kuvvet momenti ya da doğrusal değişen yük kuvvet

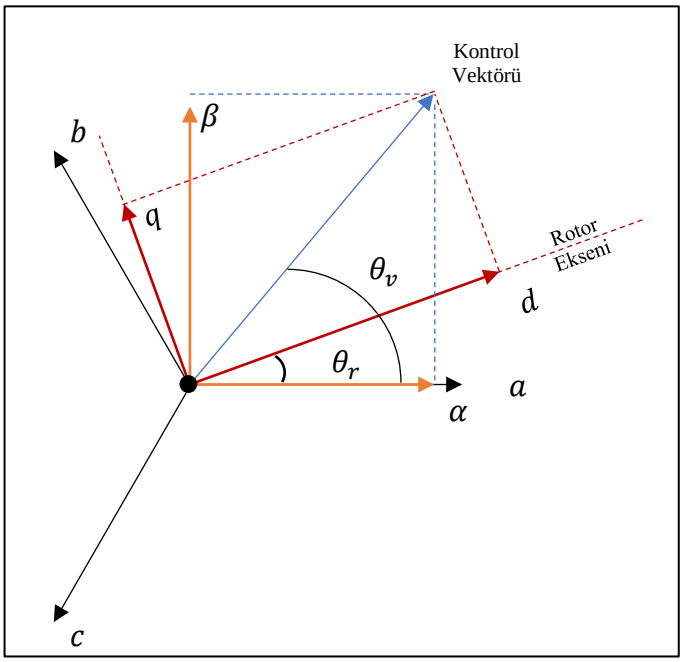
momenti için incelenmiştir. Yöntemin dinamik davranışının iyileştirilmesi gerekliliğinden bahsedilmiş, indüktans motorlarında da kullanılan hıza uyarlamalı tam dereceli akı gözlemleyicisi önerilmiştir. Parametreler ilk değerin %80'ni ve %120'si olacak şekilde değiştirilerek deneyler tekrarlanmış ve tekrarlanan deneyler sonucunda önemsenecek bir kestirim hatası oluşmamıştır. Yöntemde eylemsizlik bilgisinin bilindiği var sayılmıştır. Ancak birçok uygulamada yük bilgisi değişkenlik gösterebildiğinden belirli bir eylemsizlik bilgisinden söz etmek zordur. Bu da düşük frekans akım enjeksiyonu yönteminin kullanım alanını kısıtlamaktadır.

Çevrimiçi Reaktans Ölçümüne Dayalı Dolaylı Akı Tespiti (INFORM) yönteminin uygulandığı [56]'daki çalışmada sırayla belli açılarda gerilim vektörleri uygulanmıştır. Uygulanan gerilimin stator sargılarındaki akım değişimine oranı (3.20) INFORM reaktans olarak adlandırılmaktadır ve rotor pozisyonu ile ilgili bilgi vermektedir. Elde edilen pozisyon bilgisi 0-180 derece aralığındadır.

$$l_{INFORM} = \frac{u_s}{di_s/d\tau} \tag{3.20}$$

4. ALAN ODAKLI KONTROL

4.1. Uzay Vektörleri



Şekil 4.1: Uzay vektörleri.

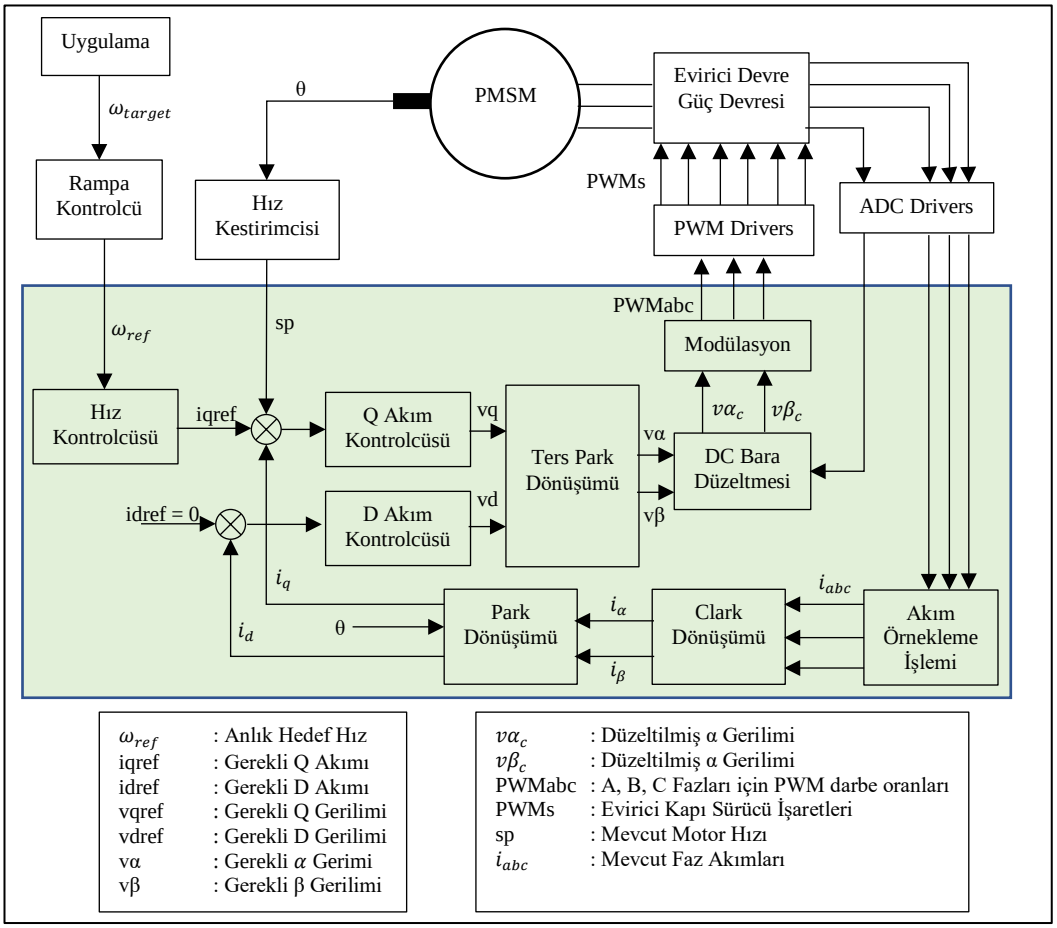
Motor kontrol işleminde fazlara uygulanan akım ve gerilim vektörlerinin oluşturduğu bileşke vektörler tanımlanan iki farklı referans koordinat uzayında incelenmektedir. Birincisi statik referans koordinat uzayı, diğeri ise dönen koordinat uzayıdır. Uzay vektörleri ve tanımlanan referans koordinat uzayları Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Her bir çizilen vektör; akım, gerilim ya da akı için tanımlanabilir. $(i_\alpha, i_\beta, v_d, v_\beta, \lambda_\alpha, \lambda_q \ldots)$

Statik referans koordinat uzayında sıfır derecede "α" vektörünün, doksan derecede de "β" vektörünün olduğu kabul edilir. Motoru kontrol eden vektörlerin büyüklükleri ve açıları değişse de "α" ve "β" vektörlerinin açısı; yerleri değişmez. Kontrol vektörünün açısı ve genliğine göre "α" ve "β" vektörlerinin genlikleri değişir.

Dönen referans koordinat uzayında sıfır açısının rotor ekseni ile birlikte döndüğü kabul edilir. Statik referans koordinat uzayı ile dönen referans koordinat uzayı arasında her daim "θ_r" kadar açı vardır. Statik referans koordinat uzayında tanımlanan "α" ve "β" vektörlerinin büyüklükleri kontrol vektörünün açısına (θ_v) göre değişse de kontrol

vektörünün genliği ve rotor eksenine göre açısı ($\theta_v - \theta_r$) değişmedikçe "d" ve "q" vektörlerinin büyüklükleri değişmez. Gerçek akım ve gerilim sinyalleri AC değişen büyüklükler olsa da dönen referans koordinat uzayı sayesinde bu büyüklükler DC değişkenlermiş gibi çalışma olanağı sağlanmış olur.

4.2. Alan Odaklı Kontrol Blokları



Şekil 4.2: Motor kontrol uygulaması ve alan odaklı kontrol.

Alan odaklı kontrol, temelde hız kontrol döngüsü ve akım kontrol döngüsünden oluşur. Hız kontrol döngüsünde hızı kontrol etmeye yönelik kontrolcü blokları bulunurken; akım kontrol döngüsünde akım uzay vektörlerinin büyüklüklerini kontrol eden kontrol blokları bulunur. Hız kontrol döngüsünde bulunan kontrolcülerin sistem cevapları mekanik cevabı da içine aldığından kontrol frekansı daha düşüktür. Akım kontrol döngüsündeki kontrol bloklarının sistem cevapları elektriksel devre üzerinde oluştuğundan daha hızlıdır ve buna bağlı olarak da kontrol bloklarının çalışma frekansları daha yüksektir. Kontrol döngüleri ve alan odaklı kontrol içindeki kontrol blokları Şekil 4.2‘de görülmektedir.

4.2.1. Clark Dönüşümü

Clark dönüşümü; üç fazlı akım, gerilim ya da zıt-EMK vektörlerinin 2 boyutlu αβ koordinat sistemine dönüştürülmesi işlemidir. 3 fazlı gerilim sinyallerinin 120 derece faz farkıyla sinüzoidal olarak uygulanması durumunda α, β ekseninde birbirini 90 derece takip eden sinüzoidal faz akımları oluşacaktır. Clark dönüşümüne ilişkin formüller Şekil 4.1‘de gösterilmiş olan a, b, c fazlarına uygulanan gerilim vektörleri üzerinden (4.1)’deki formülde görülmektedir.

$$\begin{aligned} v_\alpha &= v_a \\ v_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}\,(v_b - v_c) \end{aligned} \tag{4.1}$$

Ters park dönüşümü ise bilinen α, β vektörlerinden a, b, c faz vektörlerinin elde edilmesi işlemidir. Ters clark dönüşümünün gerilim vektörleri üzerinden formülasyonu (4.2)’da görülmektedir.

$$\begin{aligned} v_a &= v_\alpha \\ v_b &= \frac{-v_\alpha + \sqrt{3}v_\beta}{2} \\ v_c &= \frac{-v_\alpha - \sqrt{3}v_\beta}{2} \end{aligned} \tag{4.2}$$

4.2.2. Park Dönüşümü

Park dönüşümü, α, β koordinat sistemindeki vektörlerin dönen dq koordinat sistemine taşınması ile elde edilen vektörlerdir. dq koordinat sisteminin rotor ile döndüğü ve konum kestirim hatası yok ise d ekseninin rotor ile hizalı olduğu kabul edilir. Bu sayede akım, gerilim ya da zıt-EMK vektörleri AC olmaktan çıkarılıp DC değerlere dönüştürülür ve daha kolay işlem yapılması sağlanır. Dönüşüme ilişkin formüller gerilim vektörleri üzerinden (4.3)'de görülmektedir. Vektörlerin gösterimleri Şekil 4.1'de görülmektedir.

$$\begin{aligned} v_d &= v_\alpha \cos\theta_r + v_\beta \sin\theta_r \\ v_q &= -v_\alpha \sin\theta_r + v_\beta \cos\theta_r \end{aligned} \tag{4.3}$$

dq dönen koordinat eksenindeki vektörlerden αβ sabit koordinat sisteminde tanımlanan vektörlere dönüşüm ise ters park dönüşümü olarak tanımlanmaktadır. Ters park dönüşümü gerilim vektörleri üzerinden (4.4)'deki gibi hesaplanabilir. Vektörler Şekil 4.1 'de görülmektedir.

$$\begin{aligned} v_\alpha &= v_d \cos\theta_r - v_q \sin\theta_r \\ v_\beta &= v_d \sin\theta_r + v_q \cos\theta_r \end{aligned} \tag{4.4}$$

4.2.3. Hız Kontrolcü

Anlık hedef hız ile kestirilen ya da sensor aracılığı ile hesaplanan hız arasındaki hız hatasını işleme sokarak hedef q akımını hesaplayan kontrol modülüdür. Kontrol parametreleri mekanik etkilerden en fazla etkilenen modüldür.

$$T_m = \frac{3}{2} P_p(\lambda_{PM} i_q - (L_d - L_q) i_d i_q) \tag{4.5}$$

İdeal sabit mıknatıslı senkron motorlar, L_d ve L_q değerleri mümkün olduğunca birbirine yakın olacak şekilde üretilir. Bu sayede i_d akımının elektromanyetik dönme momentine etkisi sıfıra yaklaştırılmış olur. Bahsedilen etki (4.5) 'deki denklemde [57] açıkça görülmektedir. En basit ve yaygın olarak PI hız kontrolcü kullanılır. Bu blok

özelinde kullanılan diğer kontrolcü ve yaklaşımlar PMSM kontrolünde kullanılan yöntemler kısmında ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

4.2.4. Akım Kontrolcü

D ve Q eksenleri için iki ayrı akım kontrolcü kullanılır. Hız kontrolcü çıkışındaki hedef q akımı ile hesaplanan mevcut q akımı arasındaki akım hatası kullanılarak hedef q gerilimi hesaplanır. Benzer şekilde hedef d akımı ile hesaplanan mevcut d akımı arasındaki akım hatası kullanılarak hedef d gerilimi hesaplanır. Kullanılacak modülasyon tekniğine göre hesaplanan hedef v_d, v_q gerilimleri modülasyon bloğuna girdi olabilir ya da ters park dönüşümü ile v_α, v_β vektörlerine dönüştürülerek modülasyon bloğuna iletilebilir. Sinüzoidal modülasyon tekniği uygulanıyorsa a, b, c faz vektörlerine de dönüştürülebilir.

Akım kontrolcünün asıl davranışını belirleyen model sabit mıknatıslı senkron motorun matematiksel modelidir. Sabit mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli ikinci bölümde gösterilmiştir.

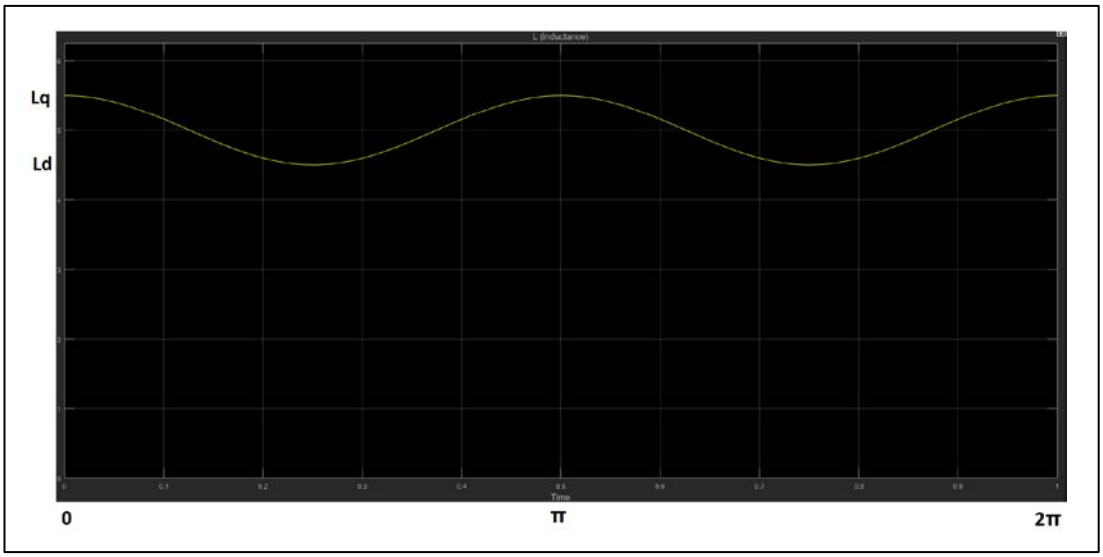
4.2.5. Modülasyon

Akım kontrolcü çıkışındaki hedef gerilim vektörlerinin fazlara uygulanabilmesi için anahtar sürücü sinyallerinin hesaplanması gerekmektedir. Faz sürücü sinyallerinin hesaplanması için modülasyon bloğu çalıştırılmaktadır.

5. YÜKSEK FREKANS ENJEKSİYONU

5.1. Konum Kestirim Algoritmasının Elde Edilmesi

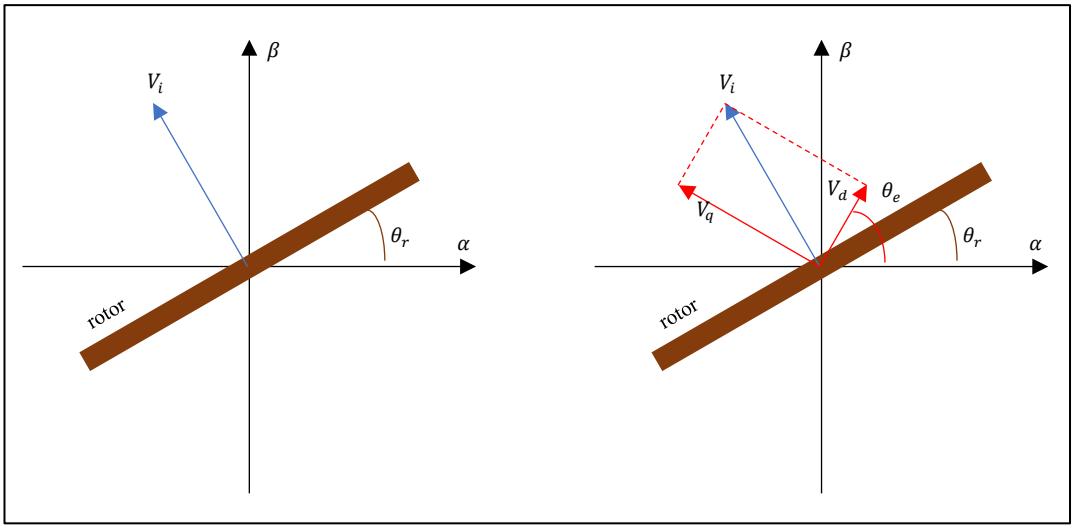
Yüksek frekans enjeksiyonu yönteminde; düşük hızda dönen ya da hiç dönmeyen rotor için gücü sağlayan dönme geriliminin yanında; konum tespitinde kullanılacak yüksek frekansta stator gerilim bileşeni uygulanır. Yüksek frekans geriliminin maruz kalacağı empedansın relüktans bileşeninin statora uygulanan gerilim vektörünün açısına göre değişimi MATLAB ortamında çizdirilen Şekil 5.1'de verilen grafikte görülmektedir.



Şekil 5.1: Sabit rotor için dönen sargı gerilimlerinin maruz kalacağı indüktans değerleri.

İndüktans değeri, uygulanan gerilim sinyalinin tek bir elektriksel periyodunda iki periyot ilerleyecektir. İndüktans değerindeki periyodik değişimin en yüksek değeri L_q, en düşük değeri ise L_d kabul edilir. Bu kabullerle motor modelindeki L ve ΔL değerleri elde edilir. Yüksek frekans enjeksiyonu yönteminde ΔL değerinin varlığı kullanılarak konum tespiti gerçekleştirilmektedir.

Sıfır hızda ya da düşük hızda motor modelini inceleyebilmek için V_i vektörü kullanılacaktır.



Şekil 5.2: Rotor konumu ve dönen koordinat ekseninde uygulanan elektriksel vektörler.

Düşük hızda motor kontrol için motor modeli incelenirken rotor hızı (ω_r) sıfır kabul edilebilir. Bu kabulle daha önce verilen motor modeli sabit referans koordinat sistemi ve dönen koordinat sistemi için aşağıdaki şekle dönüşür.

$$L = \frac{(L_d + L_q)}{2} \qquad \Delta L = \frac{(L_q - L_d)}{2} \tag{5.1}$$

Sabit Referans Koordinat Sisteminde Tanımlanmış Motor Modeli

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \tag{5.2}$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L - \Delta L \cos(2\theta_r)] & (-\Delta L)\sin(2\theta_r) \\ (-\Delta L)\sin(2\theta_r) & [L + \Delta L \cos(2\theta_r)] \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_m \cos(\theta_r) \\ \Psi_m \sin(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Dönen Referans Koordinat Sisteminde Tanımlanmış Motor Modeli

$$\theta = \theta_e - \theta_r$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix} x \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \tag{5.3}$$

$$\begin{bmatrix}\Psi_d\\ \Psi_q\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}[L-\Delta L\cos(2\theta)] & (-\Delta L)\sin(2\theta)\\ (-\Delta L)\sin(2\theta) & [L+\Delta L\cos(2\theta)]\end{bmatrix} x \begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\Psi_m\ \cos(\theta)\\ \Psi_m\ \sin(\theta)\end{bmatrix}$$

[54]'deki çalışmada yüksek frekans enjeksiyonu αβ sabit referans koordinat sistemine uygulanmıştır. [55]'deki çalışmada ise yüksek frekans enjeksiyonu dönen referans koordinat sisteminde d eksenine uygulanmıştır. Yüksek frekans enjeksiyonu doğrudan αβ eksenine uygulandığında tek konum bileşeni rotor pozisyonudur. D eksenine uygulanan da ise uygulanan elektriksel bileşenlerin açıları da hesaba katılmaktadır. Ayrıca αβ eksenine uygulandığında alan odaklı kontrol şemasında SVPWM öncesi gerilim bileşenlerine doğrudan uygulanabilmektedir. [54]'deki çalışma incelendiğinde yüksek frekans enjeksiyonunun denklem (5.4)'deki gibi uygulandığı görülür. Bu sayede de-modülasyon işlemi sonunda konum bileşeni elde edilebilmektedir.

$$u_{hf\alpha\beta} = u_{hf}\begin{bmatrix}-\sin(\omega_{hf}t)\\ cos(\omega_{hf}t)\end{bmatrix} \tag{5.4}$$

αβ eksenine uygulanan yüksek frekans gerilim enjeksiyonu (5.5) sonucu oluşacak αβ akımları denklem (5.7) 'da görülmektedir. Düşük hız olduğundan rotor manyetik akısı ve gerilim formülündeki direnç etkisi ihmal edilmiştir.

$$\begin{bmatrix}u_{hf\alpha}\\ u_{hf\beta}\end{bmatrix} = \frac{d}{dt}\left\{L_{\alpha\beta}\begin{bmatrix}i_{hf\alpha}\\ i_{hf\beta}\end{bmatrix}\right\} \tag{5.5}$$

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix}[L-\Delta L\cos(2\theta_r)] & (-\Delta L)\sin(2\theta_r)\\ (-\Delta L)\sin(2\theta_r) & [L+\Delta L\cos(2\theta_r)]\end{bmatrix} \tag{5.6}$$

$$\begin{bmatrix}i_{hf\alpha}\\ i_{hf\beta}\end{bmatrix} = \frac{u_{hf}}{\omega_{hf}\ L_d\ L_q}\begin{bmatrix}L\cos(\omega_{hf}t)\ +\ \Delta L\ \cos(2\theta_r-\ \omega_{hf}t)\\ L\sin(\omega_{hf}t)\ +\ \Delta L\ \sin(2\theta_r-\ \omega_{hf}t)\end{bmatrix} \tag{5.7}$$

Faz sargılarında örneklenen a, b, c faz akımları Clark dönüşümü sonrasında αβ akımlarına dönüştürülür. Elde edilen αβ akımlarının denklem (5.8) 'da görülen formda olduğu kabul edilir. Bu akımlar de-modülasyon işlemine tabi tutularak konum bilgisi elde edilir. De-modülasyon işlemi sırasında sırayla bant-geçiren-filtre, vektör

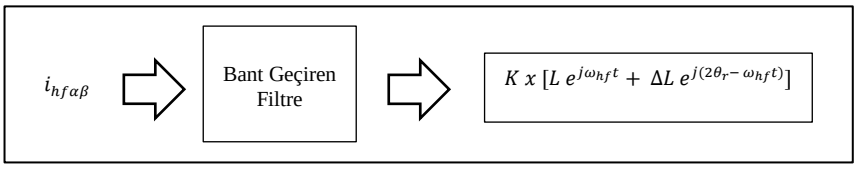
rotasyonu, yüksek-geçiren-filtre, yine vektör rotasyonu ve açı hesaplaması adımları uygulanarak konum açı bilgisinin iki katı olan açı bilgisi elde edilir.

$$K = \frac{u_{hf}}{\omega_{hf}\ L_d\ L_q}$$

$$\begin{bmatrix} i_{hf\alpha} \\ i_{hf\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} L\cos(\omega_{hf}t)\ +\ \Delta L\ \cos(2\theta_r - \omega_{hf}t) \\ L\sin(\omega_{hf}t)\ +\ \Delta L\ \sin(2\theta_r - \omega_{hf}t) \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

$$i_{hf\alpha\beta} = K\ x\ [L\ e^{j\omega_{hf}t} +\ \Delta L\ e^{j(2\theta_r - \omega_{hf}t)}]$$

ω_{hf} frekansındaki yüksek frekans akım bileşeninin elde edilebilmesi için örneklenmiş olan αβ akımları bant geçiren filtreden geçirilerek diğer frekans bileşenlerinden ayrıştırılır.



Şekil 5.3: αβ eksenlerinde örneklenen akım sinyaline bant geçiren filtre uygulaması.

Bant geçiren filtre çıkışında elde edilen işarete vektör rotasyonu uygulanarak nihai işaret tek fazör bileşene indirgenmiş olur.

$$K\ x\ \left[L\ e^{j\omega_{hf}t} + \Delta L\ e^{j(2\theta_r - \omega_{hf}t)}\right]\ x\ \boldsymbol{e^{-j\omega_{hf}t}} = K\ x \begin{bmatrix} L + \Delta L\cos(2\theta_r - 2\omega_{hf}t) \\ L + \Delta L\sin(2\theta_r - 2\omega_{hf}t) \end{bmatrix}$$

Elde edilen tek fazörlü işaret, yüksek geçiren filtreden geçirilerek DC bileşeninden ayrıştırılır ve sadece $2\omega_{hf}$ frekansındaki bileşeni kalır. Son olarak elde edilen işarete ters tanjant işlemi uygulanarak rotor açısının iki katı olan açı değişkeni hesaplanır (5.9).

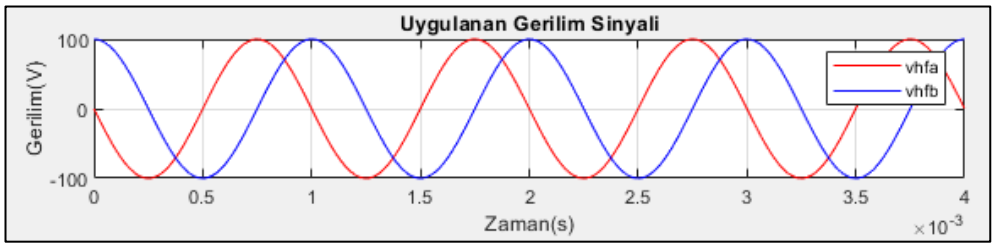
$$\tan^{-1}\left(K\ x \begin{bmatrix} \Delta L\ \cos(2\theta_r) \\ \Delta L\ \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \right) = 2\theta_r \tag{5.9}$$

Ters tanjant işlemi sonucunda elde edilecek açı değeri 360 dereceden küçük olmak zorunda olduğundan hesaplanan rotor açısı da 0 – 180 derece aralığında olacaktır. Rotor pozisyonunun yatay eksenin altında mı yoksa üstünde mi olduğunu anlayabilmek için uygulama özelinde bir başlangıç noktası tespiti gerekecektir.

5.2. Algoritmanın Bilgisayar Ortamında Doğrulanması

Yöntemin bilgisayar ortamındaki doğrulaması MATLAB betikleri ile gerçekleştirilmiştir. Öncelikle referans amaçlı bir yüksek frekans voltaj enjeksiyon sinyali oluşturulmuştur. Motor parametreleri betik içinde sabit belirlenerek sıfır hız motor modeli için $\alpha\beta$ ekseninde oluşacak faz akımları elde edilmiştir. Faz akımlarının elde edilmesi için rotorun başlangıç konumu betikte sabit başlangıç değişkeni olarak belirlenmiştir. Amaç; motor modelinden elde edilen faz akımlarına de-modülasyon işlemi uygulanarak elde edilen konum sinyali ile başlangıçta sabit belirlenen rotor konum değerinin birbirine eşit olup olmadığının incelenerek algoritmanın doğrulanmasıdır.

Tepe gerilim değeri 100V olan 1kHz'lik periyodik bir gerilim sinyali oluşturulmuştur. Gerilim sinyalinin MATLAB 'da çizdirilmiş grafiği Şekil 5.4'de görülmektedir. "vhfa" α eksenine uygulanan gerilim sinyalini gösterirken, "vhfb" β eksenine uygulanan gerilim sinyalini göstermektedir.

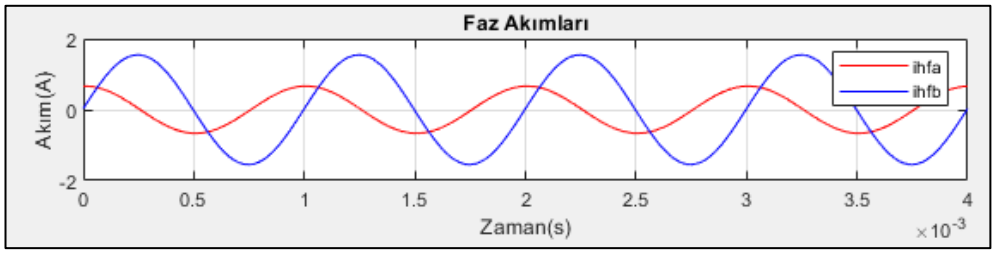


Şekil 5.4: Uygulanan yüksek frekans gerilim sinyali.

Geliştirilen MATLAB betiğinde L_d değeri $12\mu H$, L_q değeri $18\mu H$ seçilmiştir. ΔL ve L değerleri betik içinde hesaplatılmıştır. Algoritmadaki K çarpanı da yine betik içinde hesaplatılmıştır.

Uygulanan gerilim işareti sonunda $\alpha\beta$ ekseninde oluşacak faz akımları (36)-(40) arasındaki denklemler ile elde edilen motor modeline uygulanarak Şekil 5.5'de

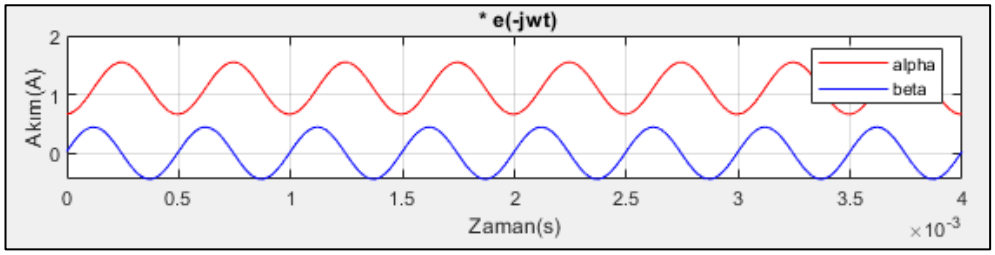
görülen faz akımları elde edilmiştir. “ihfa” α ekseninde elde edilen faz akımını gösterirken, “ihfb” β ekseninde elde edilen faz akımını göstermektedir.



Şekil 5.5: αβ ekseninde oluşan faz akımları.

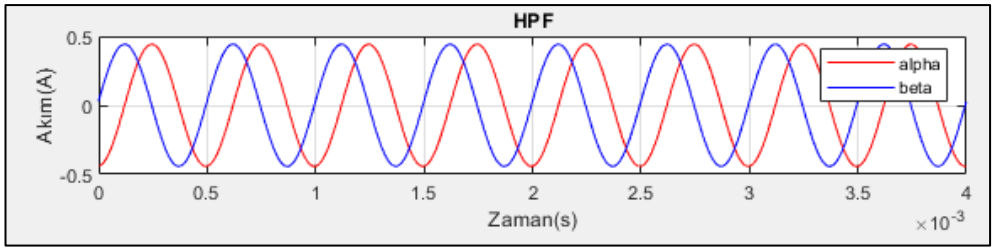
Gerilime gürültü işareti eklenmediğinden bant geçiren filtre çıkışında yine Şekil 5.5‘de görülen akım işaretleri elde edilecektir.

Elde edilen filtrelenmiş akım işaretlerine vektör rotasyonu ($\boldsymbol{e^{-j\omega_{hf}t}}$) uygulandığında Şekil 5.6‘da görülen işaretler elde edilir. Şekilde görülen grafik, formülde elde edilen matematiksel ifade ile tutarlıdır.



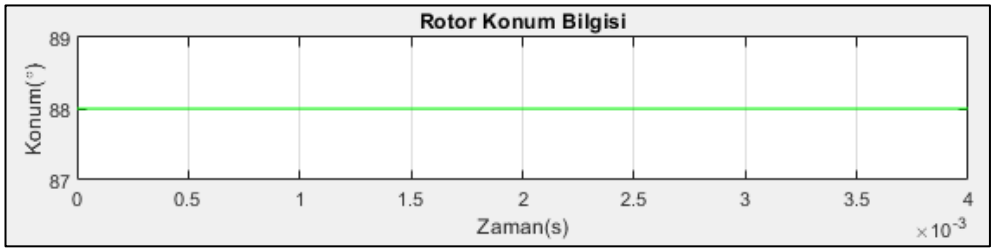
Şekil 5.6: Vektör rotasyonu uygulanmış akım işareti.

Vektör rotasyonu sonunda elde edilen sinyalin DC bileşenlerinden ayrıştırılması için işarete yüksek geçiren filtre uygulanmıştır. Filtre çıkışında elde edilen α, β eksenindeki sinyaller aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 5.7: Yüksek geçiren filtre uygulaması çıkışında elde edilen sinyaller.

Başlangıç konumu değiştirildikçe α ve β bileşenlerinin arasındaki faz farkının değiştiği görülmüştür. Elde edilen grafik yüksek geçiren filtre için yazılan matematiksel ifade ile uygundur. De-modülasyon işleminin son adımı olarak işarete ters tanjant ifadesi uygulanmıştır. Elde edilen açı ikiye bölünerek rotor konum bilgisi elde edilmiştir.



Şekil 5.8: Hesaplanan rotor konum bilgisi.

Uygulanan değerler için rotor konum bilgisi “88” derece olarak elde edilmiştir. Gerçekten başta sabit olarak uygulanan rotor pozisyonu da “88” derecedir. Aynı işlemler dizisi “1” , “45” , “46” , “90” , “179” için de uygulanmış ve başlangıç rotor pozisyon bilgisi ile nihai elde edilen rotor pozisyon açısının birbiri ile tutarlı olduğu gözlenmiştir. Algoritma “180” derece başlangıç pozisyonu için “0” derece rotor konum bilgisi hesaplamaktadır. “181” derece içinse “1” derece hesaplamaktadır. Bu da matematiksel ifadelerle tutarlı bir sonuçtur. Algoritma 0-180 derece aralığında bir konum bilgisi dönmektedir. Daha önce de ifade edildiği gibi açının yatay eksene göre alternans bilgisi uygulama özelinde geliştirilecek ilk konum kestirim yöntemi ile belirlenmelidir.

5.3. Yöntemin Gerçek Bir Sistem Üzerinde Çalıştırılması

Yüksek frekans enjeksiyonu ile konum kestirim yöntemine ilişkin algoritma elde edilmiş ve bilgisayar ortamında doğrulanmıştır. Ancak algoritmanın tam olarak doğrulanabilmesi, gerçek bir sistem üzerinde de çalıştığının gösterilmesi ile mümkündür. Bunun için sabit mıknatıslı senkron motorları sürmek üzere geliştirilmiş bir devre üzerinde örnek bir uygulama geliştirilmiştir.

Kullanılan devrenin motor sürme devresine ilişkin donanımsal blok şeması Ek-1’de görülmektedir. Mikro-denetleyici bağlantıları da ayrıca gösterilmiştir. Yazılım, C

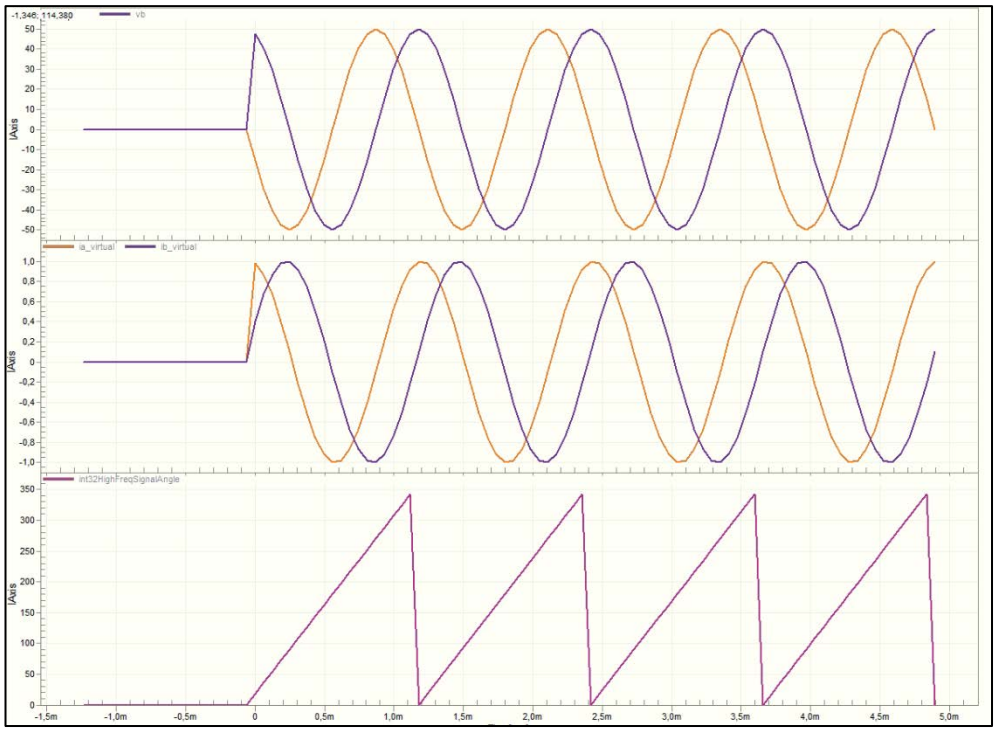
Programlama Dili ile NXP firmasının “Arm Cortex” işlemcili mikro-denetleyicisi üzerinde geliştirilmiştir. Uygulanan ve hesaplanan işaretler mikro-denetleyici üretici firmasının geliştirdiği “Freemaster” yazılımı ile örneklenmiş ve çizdirilmiştir.

Çalışan bir sistem üzerindeki doğrulama algoritmanın C Programlama Dili ile geliştirilip motor kontrol uygulama yazılımına gömülmesi ve sonuçların değerlendirilmesi şeklinde olacaktır. Rotor belli bir açıya sabitlenerek yüksek frekans enjeksiyon sinyali uygulanacak ve rotorun sabitlenen konumu elde edilmeye çalışılacaktır. Bu sayede sıfır hız konum tespiti doğrulanmış olacaktır.

Bu doğrulamadan sonra rotor fazlarına sabit DQ akımı uygulanarak düşük hızda açık çevrim sürülecektir. Motor yüksüz konumda iken yüksek d akımı uygulanarak rotor çevrimi sağlanacaktır. Bu sayede rotorun d eksenine hemen hemen hizalanması sağlanmış olacak; rotorun d ekseni ile aynı açıda olduğu varsayılarak yöntem doğrulaması uygulanacaktır. Gerilim yüksek frekans enjeksiyon sinyali sürüş sinyali üzerine eklenerek faz akımlarına uygulanacaktır. Algoritmanın uygulanması sonucunda elde edilen pozisyon bilgisi ile rotor pozisyon bilgisi karşılaştırılarak doğrulama sağlanacaktır.

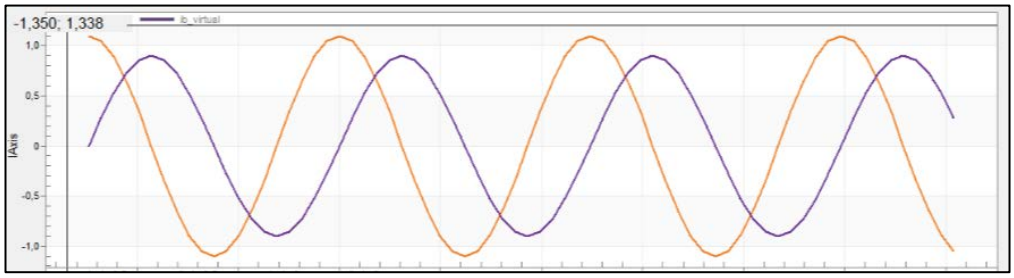
Sistem üzeri gerçek gerilim ve akım sinyalleriyle çalışmak yerine öncelikle geliştirilen yazılımın doğrulanması daha doğru olacaktır. Mikro-denetleyici yazılımında öncelikle; uygulanacak yüksek frekans gerilim sinyali motor modeline uygulanarak sanal faz akımları elde edilmiştir. Elde edilen αβ faz akımları algoritmaya girilerek konum bilgisi elde edilmeye çalışılmıştır. Sanal akımlarla yapılan doğrulamada başta belirlenen rotor açısı ile hesaplanan açı değerinin tutarlılığı sorgulanacaktır. Bu sayede mikro-denetleyici üzerinde C Programlama Dili ile geliştirilmiş algoritma ve gömülü yazılım sanal akım değerleriyle doğrulanmış olacaktır.

Uygulandığı varsayılan gerilim sinyali ve elde edilen sanal akım değerleri Şekil 5.9‘da görülmektedir. En alttaki grafik uygulanan yüksek frekans sinyalinin açı bilgisini vermektedir. Yatay eksen zaman bilgisini göstermektedir. Şekilde rotorun 45 dereceye hizalandığı varsayılmış ve motor modeli uygulanmıştır.

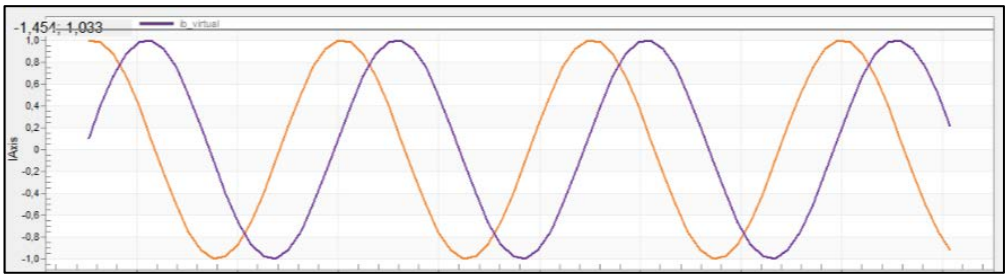


Şekil 5.9: Yüksek frekans gerilim sinyali ve elde edilen sanal akım sinyali.

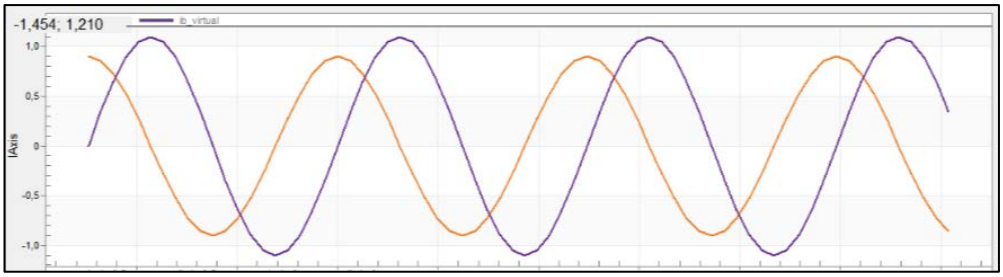
MATLAB betiğinde de rotor açısı 45 derece verilip akım değerleri elde edildiğinde benzer dalga formları elde edilmektedir. αβ eksenlerindeki akımların genlikleri eşit çıkmaktadır. Farklı rotor açıları için elde edilen sanal akım dalga formları aşağıdaki şekillerde görülmektedir. Yatay eksenler zaman bilgisini göstermektedir.



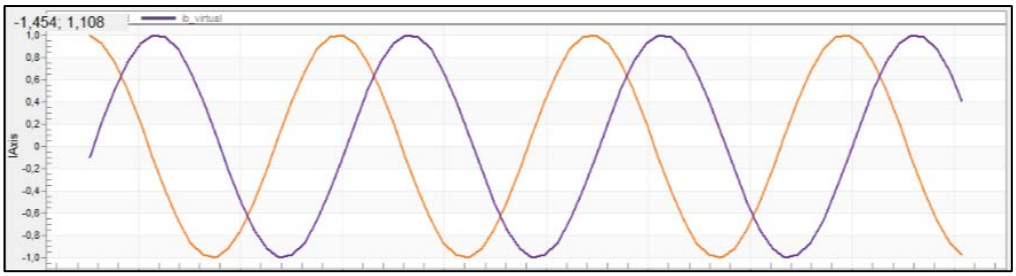
Şekil 5.10: 0° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali.



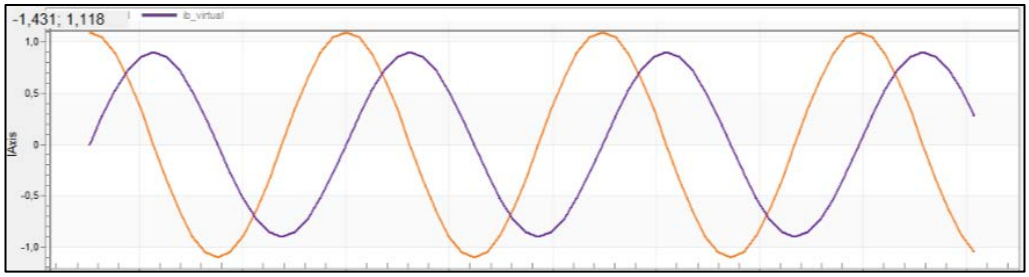
Şekil 5.11: 45° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali.



Şekil 5.12: 90° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali.



Şekil 5.13: 135° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali.



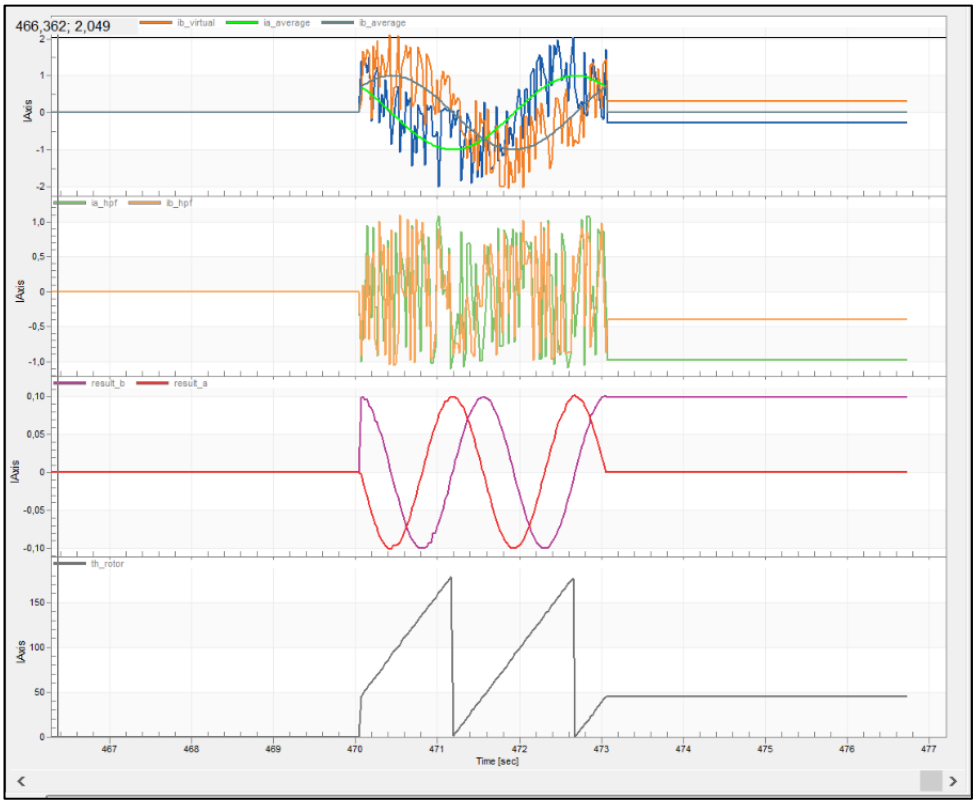
Şekil 5.14: 180° rotor açısı için elde edilen sanal akım sinyali.

Yukarıdaki şekillerde de açık şekilde görüldüğü gibi rotor açısı değiştikçe αβ akımlarının genlik değerleri değişmektedir. Bu değişim rotor konumu hakkında doğrudan bilgi vermese de ileride ters tanjant sonuç değerinin koordinat sisteminin hangi bölgesinde olduğu ile alakalı fikir verecek ve yöntem sağlayacaktır.

Artık mikro-denetleyici üzerinde uygulanan gerilim sinyali için elde edilmesi gereken akım değerlerini hesaplayan, paralel çalışan bir sistem geliştirilmiştir. ADC ile örneklenen akım değerleri yerine hesaplanan bu akım değerleri örneklenmiş ve algoritma geliştirilmiştir.

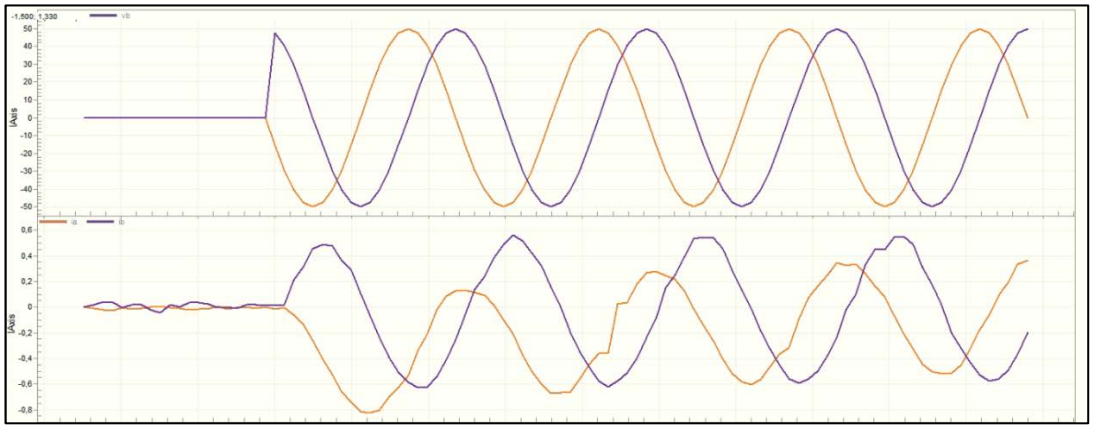
Örnekleme, de-modülasyon ve koordinat bölgesi belirleme işlemleri gerçekleştirildikten sonra algoritma farklı rotor açısı değerleri için denenmiş, sorunlar ve hatalar giderilerek doğrulanmıştır. Sonrasında sanal akım değerine motorun açık çevrim döndüğü varsayılarak sabit "id" akımı eklenmiştir. Algoritma bu şartlarda da denenerek sıfır hız ve düşük hız bölgesi için doğrulanmıştır.

Döndüğü varsayılan rotor için akım ve hesaplanan konum değerlerinin görüldüğü grafik Şekil 5.15'de görülmektedir. Yukarıdan aşağı; en üstteki grafik uygulanan akım sinyalini göstermektedir. İkinci ve üçüncü grafikler hesaplanan ara sinyalleri gösterirken en alttaki grafik kestirilen rotor konumunu vermektedir. Yatay eksen zaman bilgisini göstermektedir. Sanal rotor açısı ve hesaplanan rotor açıları tutarlıdır.



Şekil 5.15: Dönen sanal motor için elde edilen sinyaller.

Algoritma sanal akım değerleri ile doğrulandıktan sonra oluşturulan gerilim sinyali fazlara uygulanmış ve Şekil 5.16‘da görülen gerçek faz akımları elde edilmiştir. Yukarıdan aşağı; ilk grafik uygulanan gerilim enjeksiyonu sinyalini gösterirken ikinci grafik fazlarda oluşan akım sinyalini göstermektedir. Yatay eksen zaman bilgisidir.

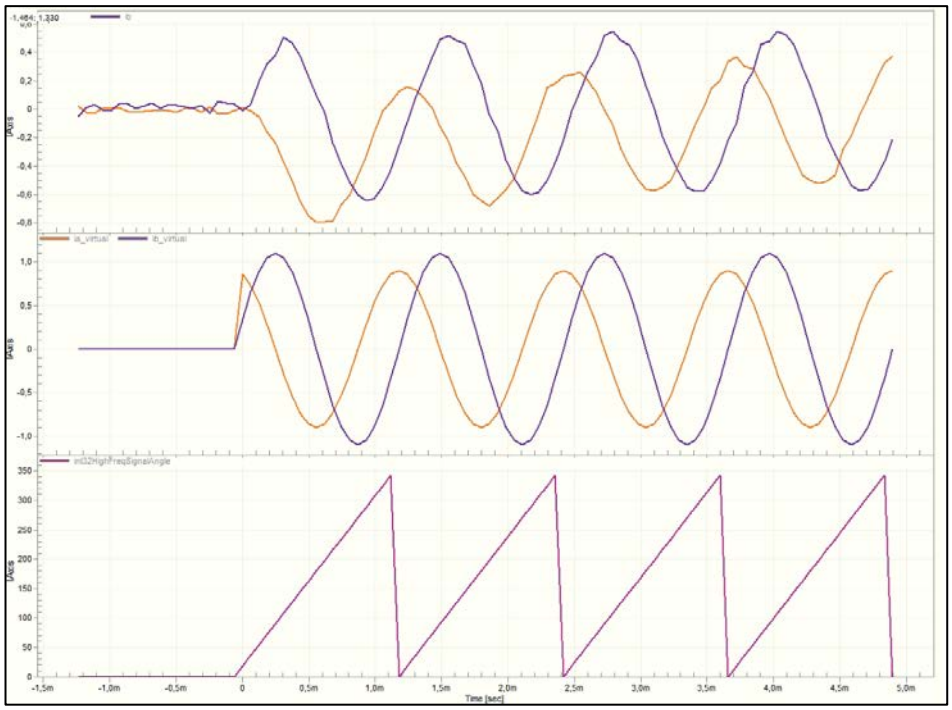


Şekil 5.16: Uygulanan gerilim sinyali ve fazlarda oluşan akım sinyali.

PWM frekansı ve hızlı kontrol döngüsü 16kHz seçildiği için yüksek frekans sinyali frekansı kontrol periyodunun katı olacak şekilde 800Hz seçilmiştir. Eksenlere uygulanan aynı genlikteki αβ faz gerilimlerine karşılık, şekilde görülen faz akımları oluşmuştur. Rotor 90 dereceye hizalanmıştır. Uygulanan gerilim sonucu fazlarda oluşan faz akımlarının bilgisayar simülasyonlarında elde edilen faz akımları ile uyumlu olduğu görülmektedir. İlk gerilim enjeksiyonunda akım sinyalinin düşük frekans bileşeni oluşmuş, rotorun hizalanmasıyla beraber bu bileşen sıfırlanmıştır.

Uygulanan gerilim sinyali sonucu motor modelinin akım cevabı ile gerçek faz akımları karşılaştırıldığında benzer akım formları elde edilmiştir. Bu da varsayılan modelin ve gerçek sistemin tutarlılığını ortaya koymuştur.

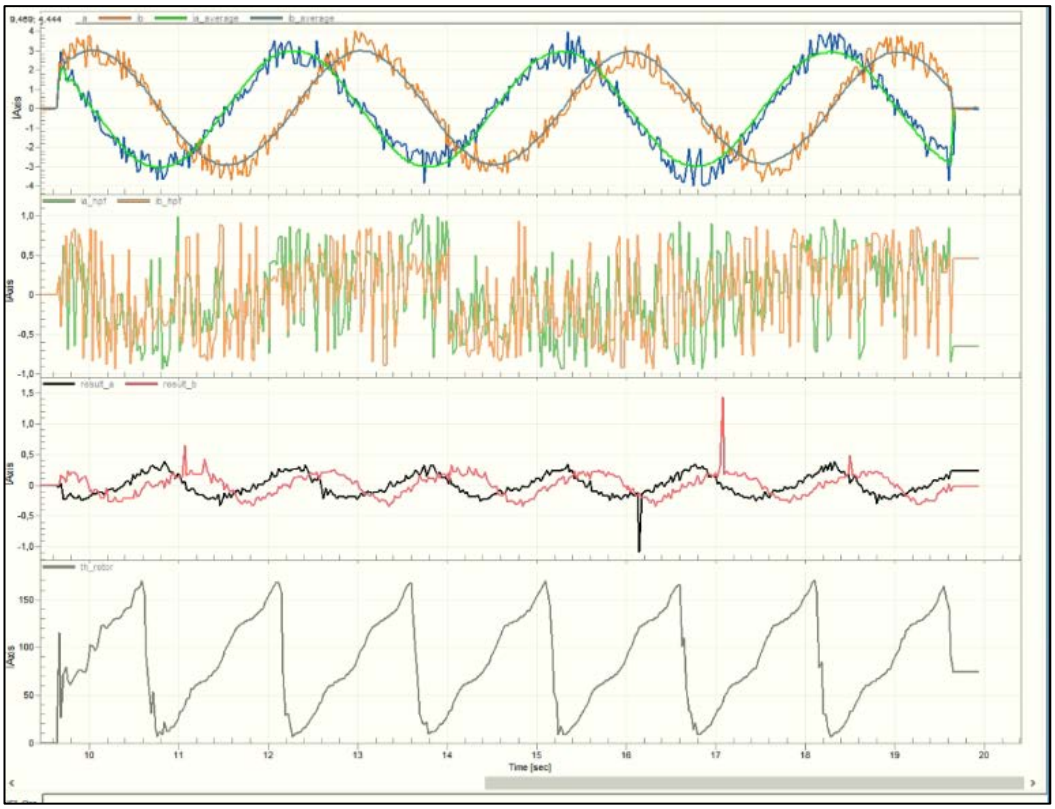
Karşılaştırma Şekil 5.17‘de görülmektedir. Yatay eksen zaman bilgisini göstermektedir. Grafikte, yukarıdan aşağı, fazlarda oluşan αβ akımları, motor modeli ile hesaplanan sanal αβ akımları ve yüksek frekans enjeksiyonu için açı değeri görülmektedir. Sanal akım değerleri elde edilirken gerçek sistemin fiziksel parametreleri kesin doğrulukla kullanılmadığı için genlik farkı önemsenmemelidir.



Şekil 5.17: Hesaplanan sanal akım değerleri ve gerçek akım değerleri.

Geliştirilen algoritma gerçek akım değerleriyle uygulandığında konumun doğru bir şekilde hesaplandığı görülmüştür. Motor açık çevrim döndürülmüştür. Yani sabit yüksek dönme momenti uygulanarak rotorun akım vektörüne hizalanması sağlanmıştır. Bu sayede kestirilen açı değeri ile hedef rotor açısı karşılaştırılarak algoritma gerçek sistem üzerinde de doğrulanmıştır.

Sürme akımları, hesaplanan ara değerler ve kestirilen konum değeri Şekil 5.18‘de görülmektedir. Yatay eksen zaman bilgisini göstermektedir. Şekilde, yukarıdan aşağı; fazlara uygulanan αβ akımları, hesaplanan ara değerler ve en altta da elde edilen rotor konum bilgisi görülmektedir. Motor açık çevrim çalıştığından rotor hızı dalgalanmaktadır. Bu da açık şekilde kestirilen konum değerinde görülmektedir.



Şekil 5.18: Gerçek sistem üzerinde gerçek akım sinyalleri ve konum kestirimi.

6. SONUÇLAR ve YORUMLAR

Çalışmada düşük hız bölgesi için sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) sürüş konusu ele alınmıştır. Öncelikle PMSM ile ilgili temel kavramlar araştırılmış ve PMSM motor modeli ortaya konmuştur. Literatürdeki PMSM kontrol teknikleri araştırılmış; kontrol sistemi, kontrol blokları ve önerilen yöntemlerin kontrol sistemine kazandırdığı avantajlar ve oluşturacağı dezavantajlar anlaşılmaya çalışılmıştır. Düşük sistem maliyeti hedefi ile sensörsüz PMSM sürüş kavramı ve literatürdeki ilgili yöntemler incelenmiştir. Tüm kontrol akış şemasının anlaşılması için vektör kontrol yöntemleri araştırılmıştır.

Kontrol yöntemleri incelendiğinde yöntemlerin; vektör kontrol döngüsü içindeki belli blokların işlem zamanlarını azaltmak, blok cevaplarını etkileyerek sistemin dinamik cevabını iyileştirmek ya da sistemin kontrol aralığını genişletmek amacıyla geliştirildiği görülmektedir. Sensörsüz sürüş kavramı ise sensör kullanılmadan gerçekleştirilecek konum ya da hız kestirimi üzerine yoğunlaşmıştır. Önerilen vektör kontrol yöntemi olarak büyük çoğunlukla alan odaklı kontrol kullanılmıştır.

Vektör kontrol döngüsünde hız kontrolcü mekanik sistemin cevabından daha fazla etkilenirken akım kontrolcü elektronik sistem cevabından doğrudan etkilenmektedir. PMSM kontrol yöntemlerinin çoğu hız kontrolcüsünün cevabını ya da hız ve akım kontrolcü toplam cevaplarını iyileştirmeye odaklanmıştır. Düşük hız bölgesi ve sıfır hız bölgesi için çok fazla hız değişimi beklenmediğinden tezin uygulama kısmında hem hız hem de akım kontrolcü olarak PI kontrolcüler kullanılmıştır.

Sensörsüz konum kestirim yöntemi olarak; orta ve yüksek hız bölgesi için daha çok Zıt-EMK temelli, sıfır ve düşük hız bölgesi için ise daha çok motorun ideal olmayan manyetik özelliğine dayalı yöntemlerin kullanıldığı görülmektedir. Motorun ideal olmayan özelliklerinden yararlanmak için fazlara çeşitli açılarda sabit ya da dönen vektör sinyaller uygulanmaktadır. Motorun verdiği elektriksel cevabı kullanılarak çeşitli konum kestirim yöntemleri geliştirilmiştir. Vektörün dönüş adımı ve örnekleme periyodu ne kadar düşük olursa konum kestirim çözünürlüğü o kadar artmaktadır.

Tezde çalışılmak üzere kontrol çözünürlüğünün yüksek olması ve kararlı sistem cevabından dolayı yüksek frekans enjeksiyon yöntemi seçilmiştir. Algoritma

matematiksel olarak geliştirilmiş ve MATLAB betikleri ile doğrulanmıştır. C Programlama Dili ile KV42 MCU'su için gerekli kodlar geliştirilmiş ve gerçek sistem üzerinde yazılım içinde paralel çalıştırılan sanal akım jeneratörü ile doğrulanmıştır. Son olarak gerçek faz gerilimleri uygulanarak açık çevrim PMSM sürüş esnasında gerçek faz akımları örneklenerek konum kestirim cevabı gözlenmiştir.

Yüksek frekans yönteminin konum kestirim cevabının oldukça kararlı olduğu görülmektedir. Gerçek sistem üzerindeki çalışmalarda konum cevabında gürültüler gözlenmiştir. Gerçek sistem için algoritmaya çeşitli filtreler eklenmiştir. Son geliştirilen sistemde hiçbir istenmeyen konum cevabı gözlenmemiştir. Sistem cevabı oldukça kararlıdır. Hem sıfır hem de düşük hız bölgesi için konum kestirimi başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Yüksek frekans konum kestirim yönteminin dezavantajı olarak duyulabilir frekans aralığında ses yayılımı oluşmaktadır. Ev elektroniği ve müşteriye doğrudan dokunan uygulamalar için sesi gidermeye yönelik ek yöntemler çalışılması gerekmektedir. Ayrıca konum kestirimi için uygulanan gerilim enjeksiyonu sonucu fazlarda az miktarda da olsa akım oluşmaktadır. Bu durum, düşük güçlü ve enerji verimliliğinin çok önemli olduğu uygulamalar için dezavantaj yaratabilir. Ancak bunun haricindeki uygulamalarda açık çevrim sürüşteki fazladan hizalama akımına göre karşılaştırıldığında oldukça düşük kalacaktır. Endüstriyel uygulamalar için iyi bir aday olarak gösterilebilir. Yöntemin sağlıklı uygulanabilmesi için dönen koordinat uzayındaki akım vektörlerinin gördüğü faz indüktansları arasında belirgin bir fark olması gerekmektedir.

KAYNAKLAR

[1] Deo H. V., Shekokar P. R. U, (2014), "A Review of Speed Control Techniques Using PMSM", International Journal of Innovative Research In Technology, 1(11), 247-253.

[2] Raj F. V. A., Kannan D. V. K, (2016), “Analysis of Different Speed Control Techniques Using PMSM", International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering, 4(10), 11-17.

[3] Yongdong L., Hao Z., (2008), "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor – A Survey", Vehicle Power and Propulsion Conference, 1-8, Harbin, China, 3-5 September.

[4] Mohamed A. S., Zaky M. S., Din A. S. Z. E., Yasin H. A., (2011), "Comparative Study of Sensorless Control Methods of PMSM Drives", Innovative Systems Design and Engineering, 2(5), 44-66.

[5] Brandstetter P., Krecek T., (2013), "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Voltage Signal Injection", ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA, 19(6), 19-24.

[6] Mishra A., Agarwal P., Srivastava S., (2014), "A comprehensive analysis and implementation of vector control of permanent magnet synchronous motor", International Journal of Power and Energy Conversion, 5(1), 1-23.

[7] Agrawal J., Bodkhe S., (2013), "Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive : A Review", National Conference On Innovative Paradigms in Engineering & Technology 2013, 1-6, Nagpur, Maharashtra, India.

[8] Medjmadj S., Diallo D., Delpha C., Yao G., (2017), "A salient-pole PMSM position and speed estimation at standstill and low speed by a simplified HF injection method", 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON, 8317-8322, Beijing, China, 29 October-1 November.

[9] Kung Y. S, Chen C. S., Wong K. I., Tsai M. H., (2005), "Development of a FPGA-based Control IC for PMSM Drive with Adaptive Fuzzy Control", 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON, 1544-1549, Raleigh, NC, USA, 6-10 November.

[10] Kung Y. S., Tsai M. H., Chen C. S., Kung Y. S., (2006), "FPGA-based Servo Control IC for PMLSM Drives with Adaptive Fuzzy Control", 1ST IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 1-6, Singapore, 24-26 May.

[11] Öztürk N., Celik E., (2012), "Speed control of permanent magnet synchronous motors using fuzzy controller based on genetic algorithms", International Journal Of Electrical Power & Energy Systems, 43(1), 889-898.

[12] Choi H. H., Jung J. W., (2011), "Takagi–Sugeno fuzzy speed controller design for a permanent magnet synchronous motor", Mechatronics, 21(8), 1317-1328.

[13] Boby K., Kottalil P. A. M., Ananthamoorthy N. P., (2013), "Simulation of PMSM Vector Control System with Fuzzy Self-Adjusting PID Controller Using MATLAB", International Journal of Scientific and Research Publications, 3(3), 1-3.

[14] Patil N. J., Chile D. R. H., Waghmare D. L. M., (2010), "Fuzzy Adaptive Controllers for Speed Control of PMSM Drive", International Journal of Computer Applications, 1(11), 94-101.

[15] Govindaraj D. T., Kumar R. V., (2012), "AFLC Based Speed Control of PMSM Drive", International journal of advanced and innovative research, 433-439.

[16] Dinu A., Cirstea M. N., Cirstea S. E., (2010), "Direct Neural-Network Hardware-Implementation Algorithm", IEEE Transactions On Industrial Electronics, 57(5), 1845-1848.

[17] Li M., Liu D., (2011), "A Novel Adaptive Self-turned PID controller based on Recurrent-Wavelet-Neural-Network for PMSM Speed Servo Drive System", Procedia Engineering, 2011(15), 282-287.

[18] Mishra S., Tomer A. S., (2014), "Speed Control of PMSM Drives by Using Neural Network Controller", Advance in Electronic and Electric Engineering, 4(4), 353-360.

[19] Kung Y. S., Quynh N. V., Hieu N. T., Lin J. M., (2013), "FPGA Realization of Sensorless PMSM Speed Controller Based on Extended Kalman Filter", Mathematical Problems in Engineering, 2013, 1-13.

[20] Bossoufi B., Karim M., Ionita S., Lagrioui A., (2012), "Low-speed sensorless control of PMSM motor drive using a nonlinear approach backstepping control: FPGA-based implementation", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 36(2), 154-166.

[21] Genduso F., Miceli R., Rando C., Galluzzo G. R., (2009), "Back-EMF Sensorless Control Algorithm for High Dynamics Performances PMSM", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(6), 2092-2100.

[22] Kim H., Son J., Lee J., (2011), "A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM", IEEE Transactions On Industrial Electronics, 58(9), 4069-4077.

[23] Chou H. H., Kung Y. S., Quynh N. V., Cheng S., (2013), "Optimized FPGA design, verification and implementation of a neuro-fuzzy controller for PMSM drives", Mathematics and Computers in Simulation, 90, 28-44.

[24] Hien L. T., Quynh N. V., (2013), "Robustness of Adaptive Fuzzy for PMSM Sensorless Speed Controller", Journal of Automation and Control Engineering, 1(3), 265-269.

[25] Varghese C., Suresh V., (2014), "Control of Permanent Magnet Synchronous Motor using MRAS", International Journal of Latest Trends in Engineering and Technology, 3(4), 71-77.

[26] Bastos J., Monti A., Santi E., (2004), "Design and Implementation of a Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor using the Synergetic Approach to Control Theory", IEEE 35th Annul Power Elecrronics Specialists Conference, 3397-3402, Aachen, Germany, 20-25 June.

[27] Li X., Li S., (2014), "Speed Control for a PMSM Servo System Using Model Reference Adaptive Control and an Extended State Observer", Journal of Power Electronics, 14(3), 549-563.

[28] Liu H., Li S., (2012), "Speed Control for PMSM Servo System Using Predictive Functional Control and Extended State Observer", IEEE Transactions On Industrial Electronics, 59(2), 1171-1183.

[29] Bida V. M., Samokhvalov D. V., Al-Mahturi F. S., (2018), "PMSM Vector Control techniques - A Survey", IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, 577-581, Moscow and St. Petersburg, Russia, 29 January-1 February.

[30] Hasse K., (1972), "Drehzahlgelverfahren fur schnelle Umkehrantriebe mit strom-richtergespeisten Asynchron-Kurzchlusslaufermotoren", Reglungstechnik, 20(2).

[31] Blaschke F., (1972), "The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines", Siemens Rev., 34(1), 217-220.

[32] Dwivedi S. K., Laursen M., Hansen S., (2010), "Voltage Vector based Control for PMSM in Industry Applications", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 3845-3850, Bari, Italy, 4-7 July.

[33] Takahashi I., Noguchi T., (1986), "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22(5), 820-827.

[34] Depenbrock M., (1988), "Direct self control of inverter-fed induction machines", IEEE Transactions on Power Electronics, 3(4), 420-429.

[35] Sayeef S., Foo G., Rahman M. F., (2010), "Rotor Position and Speed Estimation of a Variable Structure Direct-Torque-Controlled IPM Synchronous Motor Drive at Very Low Speeds Including Standstill", IEEE Transactıons on Industrıal Electronıcs, 57(11), 3715-3723.

[36] Jezernik K., (2010), "Nonlinear torque control for PMSM", Melecon 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, 784-789, Valletta, Malta, 26-28 April.

[37] Boussak M., (2005), "Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Transactions on Power Electronics, 20(6), 1413-1422.

[38] Tanaka K., Yuzawa T., Moriyama R., Miki I., (2001), "Initial rotor position estimation for surface permanent magnet synchronous motor", IEEE Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, 824-827, Shenyang, China, 18-20 August.

[39] Limei W., Qinging G., (2002), "Principles and implementation of permanent magnet synchronous motor zero-speed ensorless control", 7th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings, 247-250, Maribor, Slovenia, 3-5 July.

[40] Budden A., Holliday D., Mellor P., (2005), "Zero Speed Sensorless Position Detection for Permanent Magnet Synchronous Machines", IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2436-2441, Dresden, Germany, 16 June.

[41] Jeong Y., Lorenz R., Jahns T., Sul S., (2003), "Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 1218-1223, Madison, WI, USA, 1-4 June.

[42] Naidu M., Bose B., (1992), "Rotor position estimation scheme of a permanent magnet synchronous machine for high performance variable speed drive", Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 48-53, Houston, TX, USA, 4-9 October.

[43] Wu R., Slemon G., (1991), "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor", IEEE Transactions on Industry Applications, 27(5), 1005-1011.

[44] Kulkarni A., Ehsani M., (1992), "A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive", IEEE Transactions on Industry Applications, 28(1), 144-150.

[45] Ilioudis V. C., (2017), "PLL Type Estimator Applied in PMSM Sensorless Control for Speed and Position", 12th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, 1-8, Monte Carlo, Monaco, 11-13 April.

[46] Morimoto S., Kawamoto K., Sanada M., Takeda Y., (2002), "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame", IEEE Transactions on Industry Applications, 38(4), 1054-1061.

[47] Benjak O., Gerling D., (2010), "Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods", The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM, 1-6, Rome, Italy, 6-8 September.

[48] Comanescu M., Batzel T. D., (2009), "Reduced Order Obervers for Rotor Position Estimation of Nonsalient PMSM", IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, 1346-1351, Miami, FL, USA, 3-6 May.

[49] Regeena M., Umanand L., Rao N. J., (2000), "Shaft Sensorless Vector Controlled PMSM ServoDrive using Reduced Order Speed Observer", IETE Journal of Research, 46(1), 77-86.

[50] Jiaxi L., Guijie Y., Tiecai L., (2007), "A new approach to estimated rotor position for PMSM based on sliding mode observer", International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS, 426-431, Seoul, South Korea, 8-11 Ocober.

[51] Gu S. M, He F.Y., Zhang H., (2009), "Study on Extend Kalman Filter at low speed in Sensorless PMSM Drives", International Conference on Electronic Computer Technology, 311-316, Macau, China, 20-22 February.

[52] Liang Y., Li Y., (2003), "Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation", Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS, 96-99, Beijing, China, 9-11 November.

[53] Wu S., Li Y., Miao X., (2007), "Comparison of Signal Injection Methods for Sensorless Control of PMSM at Very Low Speeds", European Conference on Power Electronics and Applications, 1-6, Aalborg, Denmark, 2-5 September.

[54] Agrawal J., Bodkhe S., (2016), "Experimental Study of Low Speed Sensorless Control of PMSM Drive Using High Frequency Signal Injection", Power Engıneerıng and eEectrıcal Engıneerıng, 14(1), 29-39.

[55] Kereszty T., Leppanen V. M., Luomi J., (2003), "Sensorless Control of Surface Magnet Synchronous Motors at Low Speeds Using Low-Frequency Signal Injection", 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON, 1239-1243, Roanoke, VA, USA, 2-6 November.

[56] Schrodl M., Lambeck M., (2003), "Statistic properties of the INFORM method for highly dynamic sensorless control of PM motors down to standstill", 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON, 1479-1486, Roanoke, VA, USA, 2-6 November.

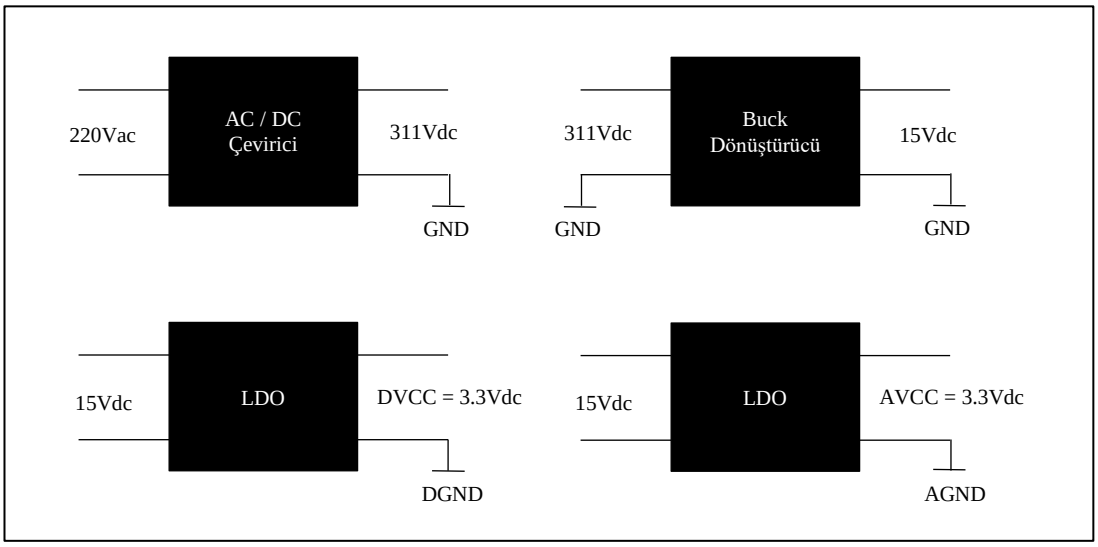
[57] Genduso F., Miceli R., Rondo C., Galluzzo G. R., (2010), "Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM", IEEE Transactions On Industrial Electronics, 57(6), 2092-2100.

ÖZGEÇMİŞ

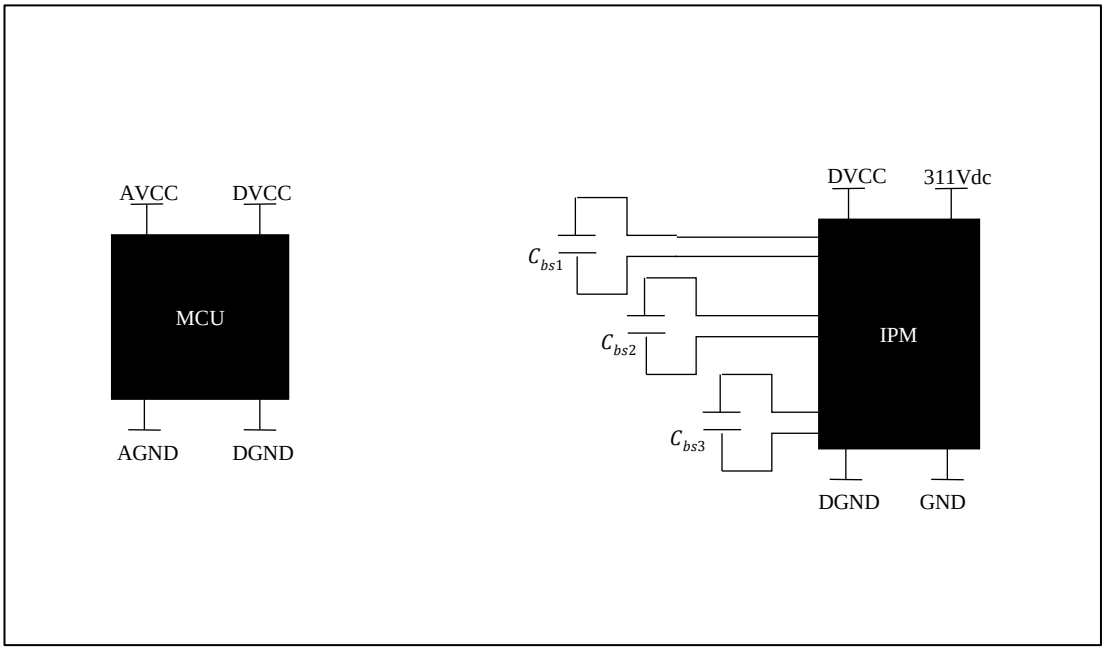
2007 yılında İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. 10.2005 – 08.2007 arasında Nux Bilgi Teknolojileri Firması'nda Elektronik Ar.-Ge. Mühendisi olarak görev yaptı. 10.2007 – 10.2008 arasında zorunlu askerlik görevini yerine getirdikten sonra 10.2008 – 03.2009 arasında Makel Şirketler Grubu Ar.-Ge. Departmanı'nda Gömülü Yazılım Mühendisi olarak görev yaptı. 04.2009 – 09.2015 arasında Aymed Medikal Teknoloji Firması'nda Elektronik Ar.-Ge. Mühendisi ve Ar.-Ge. Takım Lideri pozisyonlarında görev aldı. 10.2015 – 09.2018 arasında Monro Enerji Otomotiv firmasında Elektronik Ar.-Ge. Mühendisi olarak görev yaptı. 02.2018'de Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimine başladı. 10.2018 – 04.2021 arasında Arçelik Merkez Ar.-Ge. Güç Elektroniği ekibinde Kıdemli Uzman olarak çalıştı. Halen Arçelik Merkez Ar.-Ge. Güç Elektroniği ekibinde Teknik Lider olarak görev yapmaktadır.

EKLER

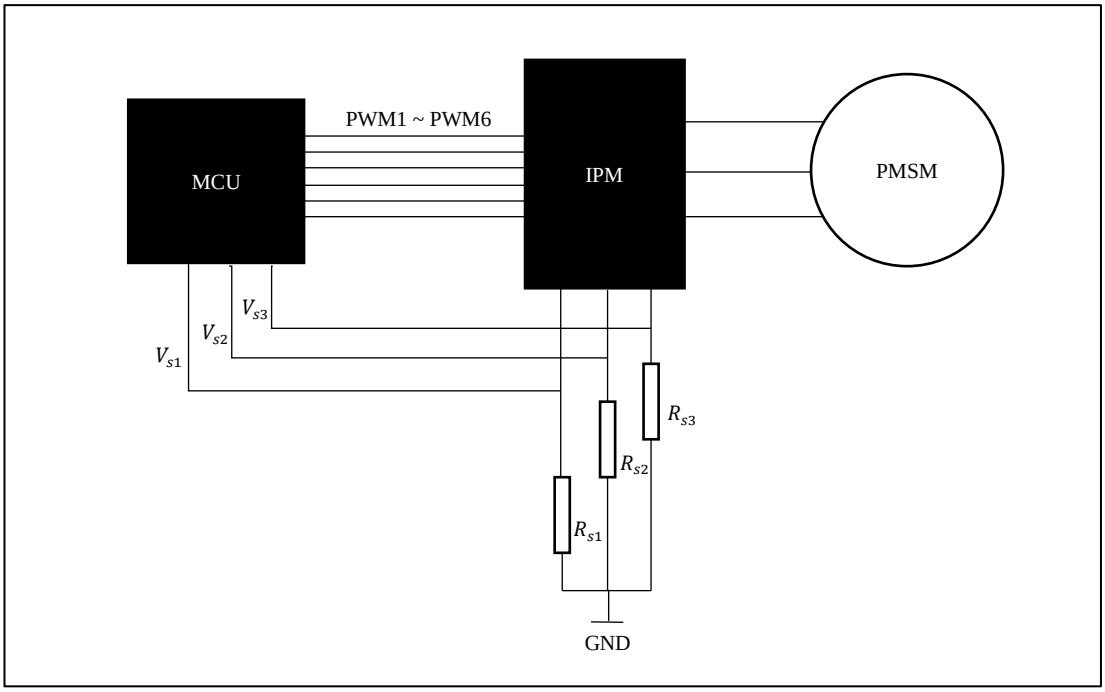
EK A: HFI Sürücü Devre Blok Şeması



Şekil A1.1: HFI Sürücü Devre Güç Modülü

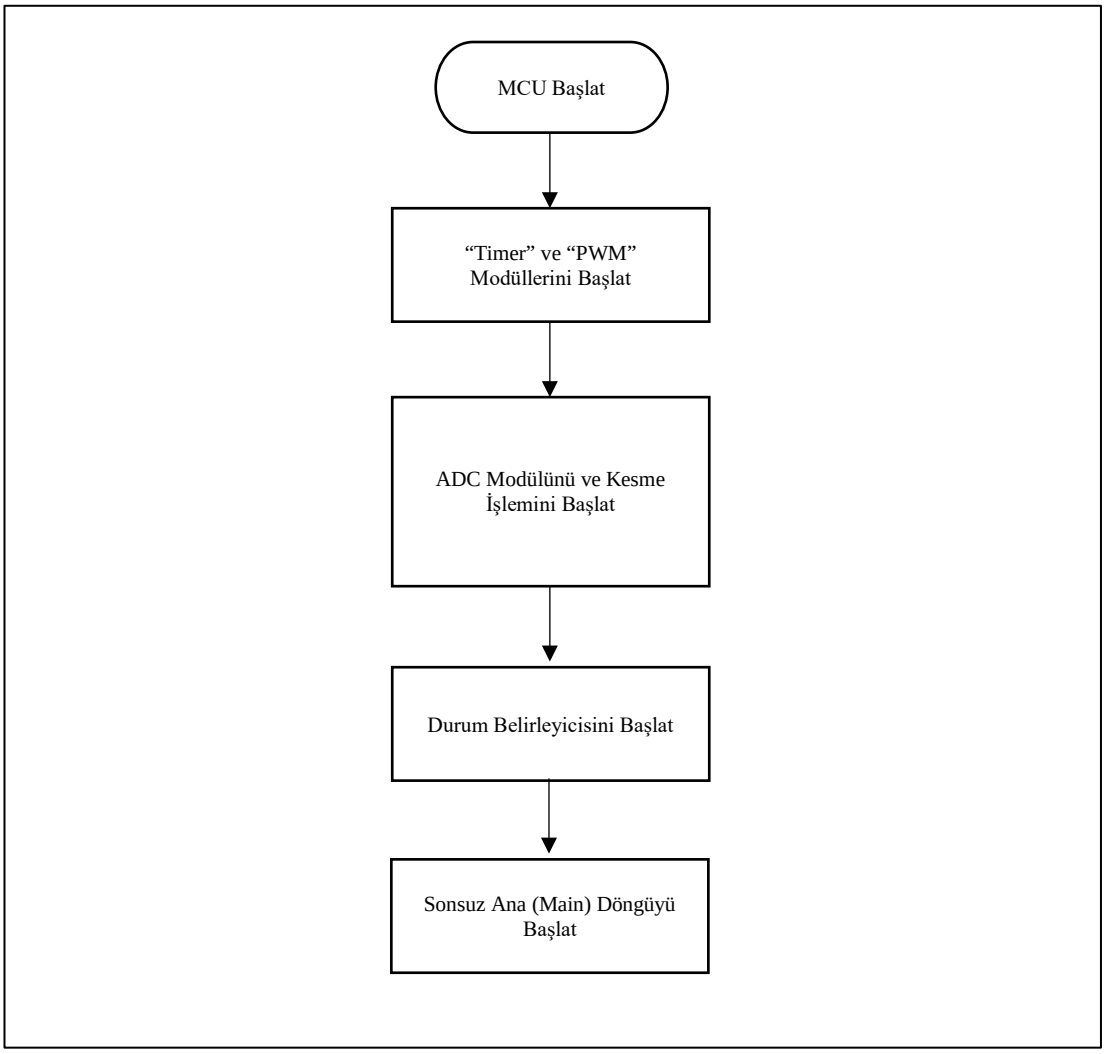


Şekil A1.2: HFI Sürücü Devre Güç Dağılımı

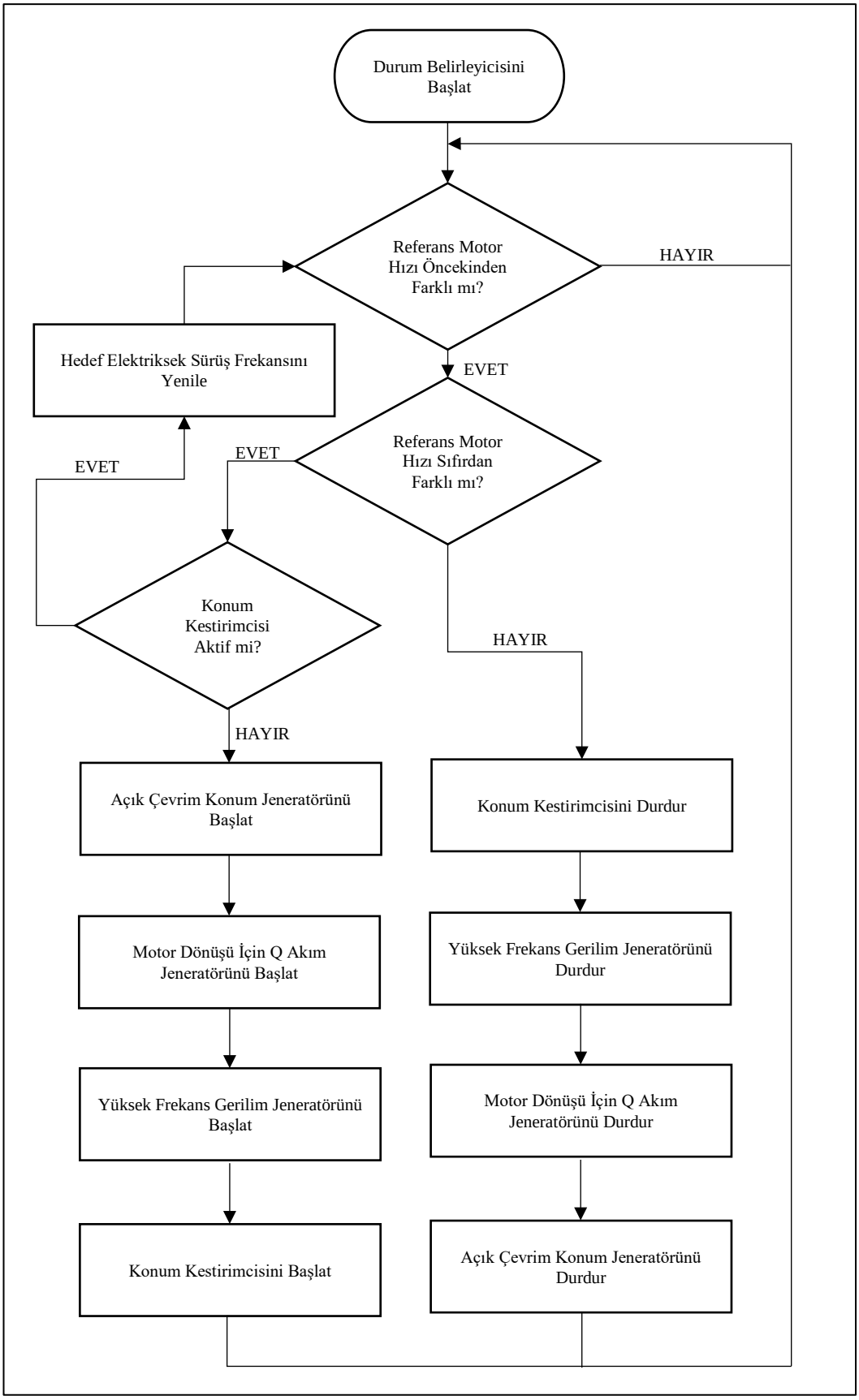


Şekil A1.3: HFI Sürücü Devre Motor Sürüş Modülü

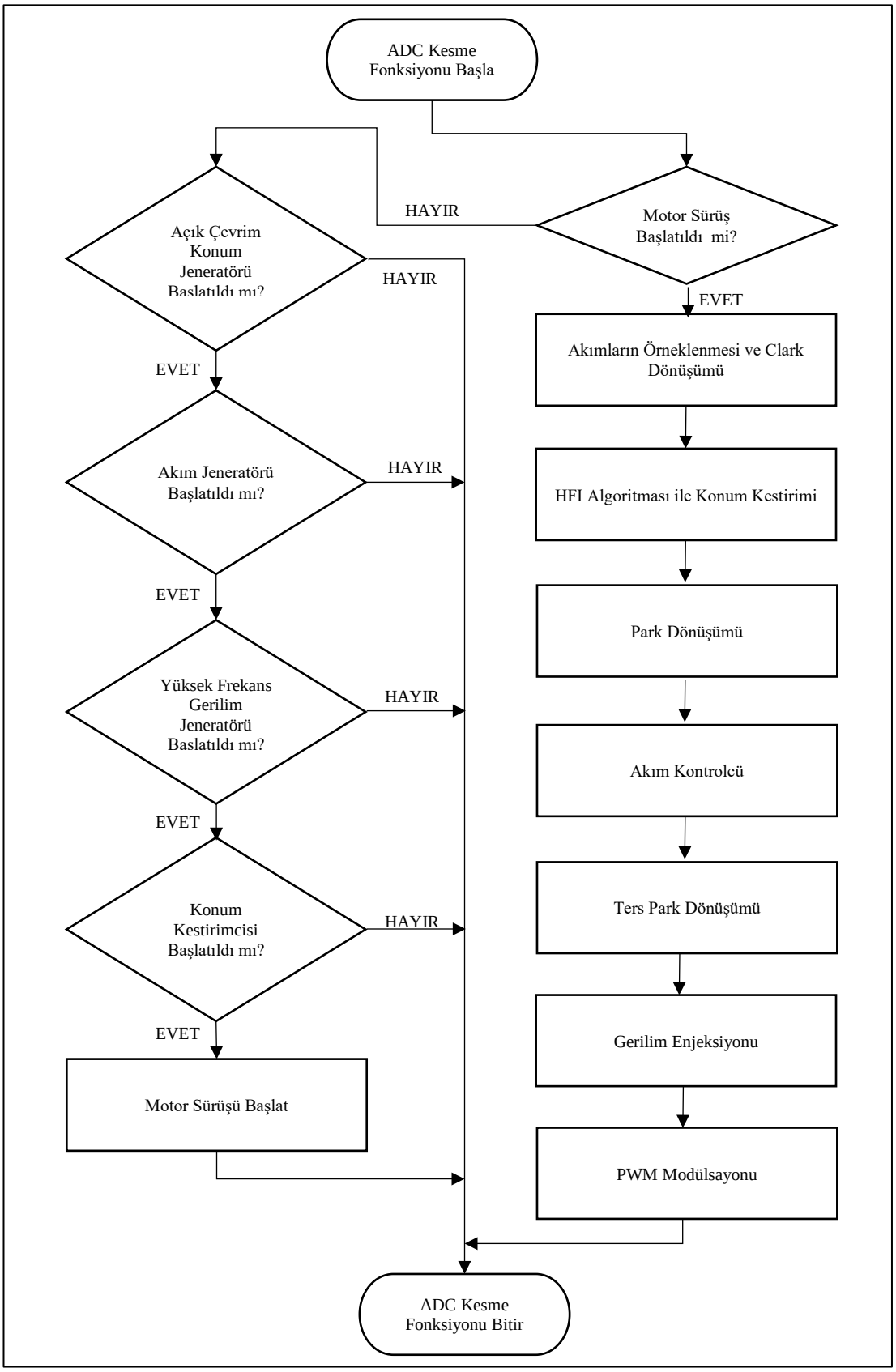
EK B: HFI Sürücü Yazılımı Akış Şeması



Şekil B1.1: Ana Program Akış Şeması



Şekil B1.2: Durum Belirleyicisi Akış Şeması



Şekil B1.3: ADC Kesme Fonksiyonu Akış Şeması