

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN
SENSÖRSÜZ PI KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mehmet Oğuz GİRGIN

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Aralık 2018

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans/Doktora derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün **151211045** numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Mehmet Oğuz GİRGIN** 'nın ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "**KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN SENSÖRSÜZ PI KONTROLÜ**" başlıklı tezi **11 Aralık 2019** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**
TOBB Ekonomive Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Dr. Yiğit TAŞÇIOĞLU
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Dr. Dinçer GÖKÇEN
Hacettepe Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Mehmet Oğuz GİRGIN

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN SENSÖRSÜZ PI KONTROLÜ

Mehmet Oğuz Girgin

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışman: Prof.Dr. Coşku Kasnakoğlu

Tarih: Aralık 2018

Bu çalışmada, Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar (KMSM) için sensörsüz Oransal İntegral (PI) kontrolör stratejisi sunmak amaçlanmıştır. Çalışmada, Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) uygulanmıştır. Sistem geri beslemeleri ise ile Kayan Kipli Gözleyici (KKG) yardımıyla elde edilmiştir. Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun matematiksel modeli oluşturulduktan sonra, Alan Yönlendirmeli Kontrol şemasındaki PI kontrolör parametreleri, belirlenen bant genişliği ve zayıflatma oranına göre elde edilmiştir. Motor matematiksel modelinden elde edilen hız ve rotor pozisyon bilgisi, Kayan Kipli Gözleyecinin sağladığı rotor pozisyon ve hız bilgisi ile karşılaştırılmıştır. Motorun matematiksel modeline yönelik geliştirilen sürekli zaman Kayan Kipli Gözleyici ve Alan Yönlendirmeli Kontrolör modeli ayrık zamana transfer edilmiş ve ayrık zamandaki model otomatik C kod dönüşümüyle mikro kontrolcüye gömülmüştür. Bu sayede, motorun matematiksel modeli için elde edilen sistem kontrolör parametreleri ve Kayan Kipli Gözleyici, fiziksel bir motor, sürücü ve kontrolcü devresi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Fiziksel sistemden elde edilen çıktılar ile matematiksel model üzerinden elde edilen sistem çıktıları karşılaştırılmış, benzerlikler ve farklılıklar yorumlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kalıcı mıknatıslı senkron motor, Alan yönlendirmeli kontrol, Kayan kipli gözleyici, PI kontrol.



ABSTRACT

Master of Science

SENSORLESS PI CONTROL OF PERMENANT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Mehmet Oğuz Girgin

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof.Dr.Coşku Kasnakoğlu

Date: December 2018

The aim of this work is to present a sensorless PI control strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM). The control used in this study is based on Field Oriented Control (FOC) scheme and system feedbacks are providing from Sliding Mode Observer(SMO). After generating mathematical model of the Permanent Magnet Synchronous Motor, The PI controller parameters have been obtained according to determined bandwidth and damping ratio . Rotor position and speed information coming from mathematical model of the Permanent Magnet Synchronous Motor have been compared with the Sliding Mode Observer's speed and rotor position outputs. The continuous time controller and observer model designed for the motor plant have been transferred to discrete time and automatically generated C code from system's discrete time model has been embedded to the microcontroller. By this way, the sliding mode observer structure and PI controller parameters which are obtained for PMSM's mathematical model was able to be implemented to physical system that contains a motor, driver and controller circuitry. The responses of physical system and mathematical model have been compared.

The similarities and differences of simulation and physical system results have been interpreted.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, Sliding mode observer, PI controller, Field oriented control.



TEŐEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu'na, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine ve destekleriyle her zaman yanımda olan aileme, arkadaşlarıma teőekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xii
KISALTMALAR	xiii
SEMBOL LİSTESİ	xiv
RESİM LİSTESİ	xv
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	2
1.2. Tezin Organizasyonu.....	3
2. KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTOR MATEMATİKSEL MODELİ	5
2.1. KMSM Dinamik Denklemleri	5
2.2. KMSM Matematiksel Modeli	8
3. KONTROLÖR TASARIMI	11
3.1. Akım Döngüsü Kontrolör Parametrelerinin Elde Edilmesi	13
3.2. Hız Döngüsü Kontrolör Parametrelerinin Elde Edilmesi.....	16
3.3. Kontrolör Tasarımı Matematiksel Modeli.....	18
4. KAYAN KIPLİ GÖZLEYİCİ (KKG) TASARIMI	23
4.1. Kayan Kipli Gözleyici Tanımı	23
4.2. Kayan Kipli Gözleyici Matematiksel Denklemleri	23
4.3. Kayan Kipli Gözleyici (KKG) Matematiksel Modeli	25
5. MATEMATİKSEL MODEL VE MODEL SİMÜLASYON SONUÇLARI	31
6. DENEY HAZIRLIKLARI VE DENEY SONUÇLARI	39
7. SONUÇ ve ÖNERİLER	47
KAYNAKLAR	49
ÖZGEÇMİŞ	51

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 : KMSM matematiksel modeli.....	9
Şekil 2. 2 : KMSM a,b ve c faz akımları.....	10
Şekil 2. 3 : KMSM elektriksel ve mekanik rotor açısı.....	10
Şekil 3. 1 : d ve q dönel eksen stator akımları ve hareketsiz eksen a,b ve c ile ilişkileri[15].....	11
Şekil 3. 2 : Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) şeması	12
Şekil 3. 3 : İki faz doğru akım motorunun konsept diyagramı.[16].....	14
Şekil 3. 4 : Akım kontrol döngüsü diyagramı	15
Şekil 3. 5 : Hız kontrol döngüsü diyagramı	17
Şekil 3. 6 : KMSM Alan yönlendirmeli kontrol matematiksel modeli	18
Şekil 3. 7 : Clarke dönüşümü matematiksel modeli.....	19
Şekil 3. 8 : Park dönüşümü matematiksel modeli	19
Şekil 3. 9 : Ters park dönüşümü matematiksel modeli	20
Şekil 3. 10 : Ters clarke dönüşümü matematiksel modeli	20
Şekil 3. 11 : Akım kontrol döngüsü PI kontrolör sürekli zaman matematiksel modeli	21
Şekil 3. 12 : AYK matematiksel modeli hız referans takip grafiği	21
Şekil 3. 13: Referans takip Ia ve Ib akım grafiği-1	22
Şekil 3. 14 : Referans takip Ia ve Ib akım grafiği-2.....	22
Şekil 4. 1 : KKG geri-EMK sinyallerinin elde edildiği ve hatanın kayan kipleme yöntemiyle sıfıra yakınsattırıldığı matematiksel model.....	26
Şekil 4. 2 : İçerisinde rotor elektriksel açı bilgisini barındıran geri-EMK sinyallerinin denklem 4.9'a göre matematiksel modeli	27
Şekil 4. 3 : KKG elektriksel rotor açısı ve KMSM elektriksel rotor açısı çıktılarının karşılaştırmalı grafiği	27
Şekil 4. 4 : Ayrık zamanda $f_s=2\text{kHz}$ olacak şekilde modellemiş KKG rotor elektriksel açısından elektriksel radyal hıza geçiş matematiksel modeli .	29
Şekil 5. 1 : 3 faz KMSM'nin KKG kullanan AYK matematiksel model bütünü.....	31
Şekil 5. 2 : Çizelge 5.1 ve 5.2'deki 1,2 ve 4 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	33
Şekil 5. 3 : Çizelge 5.1 ve 5.2'deki 5 ve 7 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	33
Şekil 5. 4 : Çizelge 5.1 ve 5.2' de 3 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	34
Şekil 5. 5 : Çizelge 5.1 ve 5.2'de 6 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	35
Şekil 5. 6 : Çizelge 5.3' de 1 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	36

Şekil 5. 7 : Çizelge 5.3'de 2 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	37
Şekil 5. 8 : Çizelge 5.3'de 3 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	37
Şekil 5. 9 : Çizelge 5.3'de 4 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği	38
Şekil 6. 1 : Deney için gerekli otomatik kod dönüşümünün yapıldığı AYK modeli .	41
Şekil 6. 2 : Ayırık zaman modelinin örnekleme zamanları Şekil 6.1'deki renklendirmeye karşılık gelen gösterimi	42
Şekil 6. 3 : TI destek paketi ile birlikte gelen ADC bloklarının akım okumada kullanılması	43
Şekil 6. 4 : ADC üzerinden okunan a ve b fazı akımlarının d ve q eksenine dönüşümü yapılarak akım döngüsüne verilmesi	43
Şekil 6. 5 : Akım kontrol döngüsü PI kontrolör ayırık zaman matematiksel modeli..	44
Şekil 6. 6 : Deney kiti üzerinde bulunan ADC'ler üzerinden okunan Ia ve Ib akım grafığı	45
Şekil 6. 7 : Deney sırasında KKG rotor elektriksel açı bilgisi grafiği	45
Şekil 6. 8 : Deneyde referans olarak verilen 800RPM hız'ın kontrolör tarafından gerçeklenen takip grafiği	46

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : Ele alınan motor parametreleri.	8
Çizelge 5. 1 : Kontrol döngüsü hız oralarının ve kontrolörün eksik sönümlü veya kritik sönümlü olmasına bağlı davranışlarının inceleneceği durumlar	32
Çizelge 5. 2 : Çizelge 5.1'deki durumlara bağlı olarak hesaplanan kontrolör parametreleri	32
Çizelge 5. 3 : Akım döngüsü doğal frekansı 100 rad/sn iken kontrolün başarılı olması için denenen hız döngüsü doğal frekansları	35
Çizelge 5. 4 : Çizelge 5.3'de verilen durumlara bağlı olarak hesaplanan kontrolör kazanç parametreleri	36

KISALTMALAR

PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Motor
FOC	: Field Oriented Control
SMO	: Sliding Mode Observer
PI	: Proportional Integrator
KMSM	: Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
KKG	: Kayan Kipli Gözleyici
KÇTF	: Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu
AÇTF	: Açık Çevrim Transfer Fonksiyonu
TI	: Texas Instruments
EMK	: Elektro Motor Kuvveti
ADC	: Analog-Digital Converter
PWM	: Pulse Width Modulation

SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
K_p	Oransal kazanç
K_i	İntegratör kazancı
K_d	Türeci kazancı
ψ_f	Kalıcı mıknatıs akısı
L_d	D eksenli endüktansı
L_q	Q eksenli endüktansı
R_s	Stator sarım direnci
J	Rotor atalet momenti
f_c	Viskoz sürtünme katsayısı
T_L	Yük torku
i_d	D eksenli stator akımı
i_q	Q eksenli stator akımı
u_d	D eksenli stator gerilimi
u_q	Q eksenli stator gerilimi
P	Çift kutup sayısı
ω	Rotor radyal hızı
i_α	α eksenindeki stator akımı
i_β	β eksenindeki stator akımı
R_s	Stator sarımlarına ait direnç
L_s	Stator sarımlarına ait endüktans
u_α	α eksenindeki stator gerilimi
u_β	β eksenindeki stator gerilimi
e_α	Geri EMK sinyali
θ_e	Elektriksel rotor pozisyonu
θ_m	Mekanik rotor pozisyonu
e_β	Geri EMK sinyali
w_e	Rotor elektriksel radyal hızı
w_m	Rotor mekanik radyal hızı
T_s	Örnekleme periyodu
\dot{w}	Rotor açılma ivmesi

RESİM LİSTESİ

Sayfa

- Resim 6. 1 : TI TMS320F28027 miktrodenetleyici barındıran KMSM sürücü
elektroniği ve Çizelge 2.1’de verilen parmatrelere sahip KMSM içeren
deney kiti..... 40
- Resim 6. 2 : TI TMS320F28069M miktrodenetleyici barındıran KMSM sürücü
elektroniği ve Çizelge 2.1’de verilen parmatrelere sahip KMSM içeren
deney kiti..... 40



1. GİRİŞ

Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar, yüksek tork-hacim oranı ve hacimsel gücü sebebiyle endüstriyel olarak, elektrikli araç uygulamalarında ve dar kullanım alanını zorunlu kılan uygulamalarda avantaj sağlamaktadırlar.[1,2]

Son yıllarda artan çevresel farkındalık sayesinde de, Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar, enerji verimliliği manasında geleneksel fırçalı doğru akım motorlara ve asenkron motorlara kıyasla yenilenebilir enerji uygulamalarında ve dayanıklı ev aletlerinde desteklenmektedir. Ayrıca verimlilik esasına dayalı olarak havacılık uygulamalarında da sıklıkla yer almaktadır. [3, 4, 5, 6].

Öte yandan, Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar doğrusal olmayan yapılarından dolayı karmaşık kontrol algoritmalarına ihtiyaç duyarlar. [7] Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) algoritması, sistemdeki doğrusal olmayan etkileri ayıklaştırmak için Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlarda kullanılır. [8] Geleneksel Oransal-İntegral (PI) kontrolörler farklı hız referansları için Alan Yönlendirmeli Kontrol algoritmalarında çalıştırılır. Bu çalışmada, PI kontrolörlere Alan Yönlendirmeli Kontrol yapısında yer verilecektir. [9]

Daha iyi bir dinamik performansın sağlanabilmesi için uygulanmak istenen Alan Yönlendirmeli Kontrol şemasındaki matematiksel prosesler mikrokontrolcülerin sunduğu güçten yararlanılarak gerçekleştirilebilmektedir.[10]

Alan Yönlendirmeli Kontrol şemasındaki matematiksel proseslerin dayanağı ise motor stator alanı ve rotorun arasındaki doksan derecenin sağlanabilmesidir. Doksan derecelik açının sağlanabilmesi, motorun geçici cevaplarını hızlandırılmasına yarayan manyetik akı değişiminin minimize etmeye ve verilen akım değerlerine karşın maksimum tork sağlanmasına olanak tanımaktadır.

Alan Yönlendirmeli Kontrol, literatürde vektör kontrol olarak da sıklıkla karşımıza çıkmaktadır. Alan Yönlendirmeli Kontrolün temel amacı, üretilen torku ve manyetize akı komponentini ayrı ayrı kontrol etmektir.[10] Alan Yönlendirmeli Kontrol, stator

akımının manyetize akı komponenti ile üretilen tork değerini ayırklaştırmaya yarar. Manyetizasyon kontrolünün ayrıştırılması sayesinde, stator akısının tork üreten komponenti bağımsız tork kontrolü olarak ele alınabilmektedir. Bu sayede, kalıcı mıknatıslı senkron motor da tıpkı fırçalı doğru akım motorlarında olduğu gibi akı ve torku birbirinden bağımsız hale dönüşür ve fırçalı doğru akım motorlarındaki gibi sargılara sağlanan akım değerine bağlı olarak ne kadar tork üretileceği kontrol edilebilir hale gelir. Fırçalı doğru akım motorlarında rotor ve stator alanının maksimum torku üretmesine yönelik ayar, mekanik komütatörler yardımıyla yapılır. Bu ayar, rotor sargılarının stator alanına ortagonal olacak şekilde ayarlanmasını temel alır. Kalıcı mıknatıslı senkron motorlarda ise, Alan Yönlendirmeli Kontrol stratejisi kullanılarak, rotor ve stator alanı arasındaki doksan derecelik aç matematiksel transformasyonlarının mikrokontrolcülere yaptırılması ile sağlanır ve optimal tork üretimi sağlanmış olur.

Matematiksel transformasyonlardan birisi de sinyal referans düzlem dönüşümüdür ve bu dönüşümün yapılabilmesi için rotor pozisyonuna gerek duyulmaktadır. Bu çalışmada, rotor pozisyonu herhangi bir sensör (encoder, hall effect sensör vb.) kullanmaksızın, sensörsüz olarak, bir gözleyici (observer) tasarımıyla sağlanmıştır.

Rotor pozisyon sinyalini tahmin etmek için yüksek frekans enjeksiyonu (high frequency injection) ve Kalman filtreye kıyasla bu tip uygulamalardaki yaygın teknik Kayan Kipli Gözleyici tekniğidir. Kayan Kipli Gözleyici (KKG) sensörsüz uygulamaların olduğu yerde rotor pozisyon tahmini için kullanılır. Kayan Kipli Gözleyici içerdiği anahtarlama kanunlarıyla doğrusal olmayan bir gözleyicidir. Kayan Kipli Gözleyici bir gürbüz kontrol stratejisidir ve bazı ölçümlerden ve hata modellerinden sonuç çıkarmak üzerine kuruludur.[11]

1.1. Tezin Amacı

Hareket kontrol sistemlerindeki enerji verimliliğini esas alan ilerlemeler ve günümüz robot teknolojileri, havacılık sektörlerindeki hacim kıstası göz önüne alındığında fırçasız doğru akım motorları ve kalıcı mıknatıslı senkron motorların kullanımının önemi gözler önüne serilmektedir. Öte yandan, bu tip motorların kontrolü, örnek olarak vermek gerekirse, bir fırçalı doğru akım motoruna kıyasla zahmetlidir. Çünkü beraberinde harici sürücü elektroniği gerektirirler. Bu çalışmada, sistemin

matematiksel modellenmesi vesilesiyle sistem cevaplarının ve kontrolcü performansının uygulamadan önce görülebilmesi sağlanacak, matematiksel modellemenin yapıldığı SIMULINK ortamında sürekli zamanda yapılan çalışmalar, simülasyonda da kullanılan motor parametrelerine sahip fiziki bir motor ve sürücü elektroniğinde kullanılmak üzere ayırık zamana çevrilecek ve otomatik C code dönüşümü ile mikrokontrolcüye gömülecektir. Bu sayede, fırçalı doğru akım motorlarının kullanılmasına yönelik sıklıkla dile getirilen bir takım kolaylıklar kalıcı mıknatıslı senkron motorların kullanılabilmesi için de simülasyondan gerçeklemeye kadar bir takım tarifler ile sağlanabilecektir. Öte yandan, sensörsüz kontrol her geçen gün maliyetlerin daha da düşürülmeye çalışıldığı tüketici elektroniği uygulamalarına hitap etmektedir. Bunun yanı sıra, dar kullanım alanını zorunlu kılan uygulamalarda da sensörsüz kullanım bazen bir zorunluluk olarak ortaya çıkabilecektir. Tüm bu sebeplerden dolayı, bu tez çalışmasında kalıcı mıknatıslı senkron motorların sensörsüz kontrolüne yönelik, simülasyondan gerçeklemeye kadar olan süreç ele alınmıştır.

1.2. Tezin Organizasyonu

Bölüm 2’de, KMSM matematiksel denklemlerine, doğrusallaştırılmış durum uzayı gösterimlerine, matematiksel model ve model basamak cevaplarına yer verilmiştir. Bölüm 3’ de, AYK şemasına, referans düzlem dönüşümünü sağlayan matematiksel denklemlere, kontrolcü model ve parametrelerine yer verilmiştir. Bölüm 4’de, KKG diferansiyel denklemlerine, matematiksel modeline ve model çıktısı olan rotor akı pozisyonu bilgisinin motor matematiksel modelinden elde edilen elektriksel açı bilgisi ile karşılaştırılmasına yer verilmiştir. Bölüm 5’de, motor matematiksel modeli ve bu model üzerine oluşturulmuş kontrolcü, gözleyici modelinin SIMULINK yardımı ile oluşturulan matematiksel model sonuçlarına yer verilmiştir. Bölüm 6’da, Texas Instruments C2000 serisi mikrokontrolcü tabanlı bir sürücü donanımı ve fiziki bir motor ile gerçekleştirilen deney sonuçlarına yer verilmiştir. Son bölümde ise, simülasyon ve deney sonuçları arasındaki farklılıklar yorumlanmıştır.



2. KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTOR MATEMATİKSEL MODELİ

Herhangi bir sistemi kontrol etmek için o sisteme karşılık gelen matematiksel modeli kullanmak yararlı bir yöntem olarak karşımıza çıkabilmektedir. Kontrolörleri, matematiksel modellenen sistemin durum-uzayı gösteriminde tarif edilen sistem dinamiklerine göre tasarlamak da bir yöntemdir. Bu çalışmada, kontrolör tasarımı gerçekleştirilirken, kontrol edilmek istenen sistem olarak KMSM'nin dinamik denklemlerine dayanan matematiksel modelinden yararlanılmıştır.

2.1. KMSM Dinamik Denklemleri

Kalıcı mıknatıslı senkron motorun matematiksel modelinde, sistemi üç fazdan iki boyuta indirgerken, literatürde Clarke ve Park dönüşümleri olarak yer alan matematiksel dönüşümler sistemin üç faz denklemlerine uygulanır. Clarke ve Park dönüşümleri ile yardımıyla motorun d ve q eksen değişkenleri elde edilir. Motorun d ve q eksen değişkenleri elde edilirken kullanılan bu matematiksel dönüşümlerin detayına Bölüm 3 “Kontrolör Tasarımı” kısmında yer verilmiştir. Kalıcı mıknatıslı senkron motorun lineer olmayan denklemleri, Denklem (2.1-2.3) ile gösterilmiştir. [12]

$$\frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \quad (2.1)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega i_d - \frac{P \omega \psi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} u_q \quad (2.1)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{3P}{2J} (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{f_c}{J} \omega - \frac{1}{J} T_L \quad (2.2)$$

Denklem (2.1-2.3)'de, i_d ve i_q sırasıyla d ve q eksen akımlarını, u_d ve u_q d ve q eksen stator gerilimlerini, L_d ve L_q sırasıyla d ve q eksenstator sarımlarının endüktanslarını, R_s stator sarım direnci, ψ_f kalıcı mıknatısa ait akı, P çift kutup sayısı, ω rotor radyal hızı, J rotor atalet momentif_c viskoz sürtünme katsayısı ve T_L yük torkunu ifade etmektedir.

Bu denklemler vektör formda,

$$\frac{d}{dt}x = f(x, u, w) \quad (2.4)$$

$$y = g(x, u, w) \quad (2.5)$$

Denklem (2.4) ve (2.5) ile ifade edilir ve durum uzayı gösterimi ise Denklem (2.6) ile gösterildiği gibidir.

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, w = [T_L], y = [\omega] \quad (2.6)$$

Burada, x , durum; u , giriş; w ,bozucu, y , çıkış vektörleridir ve Denklem (2.1-2.3) üzerinden görülebileceği üzere sistem dinamikleri, sistem durumları ayırık olmadığından dolayı doğrusal değildir. Doğrusallaştırılmayan sistemi kontrol etmek sistemin istenmeyen ve tahmin edilemeyen karakteristiklerinden dolayı karmaşık bir prosedür. Ayrıca, daha önce ilk bölümde de ifade edildiği gibi, AYK için de manyetize akı komponenti ve tork komponenti ayrı ayrı kontrol edilmek istenmektedir. Denklem (2.3)' deki çarpım ifadesi hem doğrusal olmayışın kaynağı hem de manyetize akı komponenti ve tork komponentinin ayırık kontrolü önündeki engeldir. Bu nedenle, doğrusallaştırılmış durum uzayı dinamikleri, Denklem (2.1-2.3) ile verilen doğrusal olmayan sistem diferansiyel denklemleri için elde edilecektir. x^* ve u^* noktaları etrafında lineerleştirilmiş sisteme ait durum-uzay gösterimindeki matrisler Denklem (2.7- 2.10) ile verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_3} \right|_{x^*, u^*} \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial x_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_2}{\partial x_3} \right|_{x^*, u^*} \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial x_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_3}{\partial x_2} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_3}{\partial x_3} \right|_{x^*, u^*} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$B = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_1}{\partial u_2} \right|_{x^*, u^*} \\ \left. \frac{\partial f_2}{\partial u_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_2}{\partial u_2} \right|_{x^*, u^*} \\ \left. \frac{\partial f_3}{\partial u_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial f_3}{\partial u_2} \right|_{x^*, u^*} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$C = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial g_1}{\partial x_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial g_1}{\partial x_2} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial g_1}{\partial x_3} \right|_{x^*, u^*} \\ \left. \frac{\partial g_2}{\partial x_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial g_2}{\partial x_2} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial g_2}{\partial x_3} \right|_{x^*, u^*} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$D = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial g_1}{\partial u_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial g_1}{\partial u_2} \right|_{x^*, u^*} \\ \left. \frac{\partial g_2}{\partial u_1} \right|_{x^*, u^*} & \left. \frac{\partial g_2}{\partial u_2} \right|_{x^*, u^*} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Burada, x^* ve u^* belirlenen denge noktasında sisteme ait durum ve giriş vektörleridir. Bu noktada sistemin lineerleştirme işleminin uygulanması ile durum uzay gösterimine ait matrisler Denklem (2.11-2.14) ile verilmiştir.[13]

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \omega^* & \frac{L_q}{L_d} p i_q^* \\ -\frac{L_d}{L_q} p \omega^* & -\frac{R_s}{L_q} & \left(-\frac{L_d}{L_q} p i_d^* - \frac{p \psi_f}{L_q} \right) \\ \left(\frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_q^* \right) & \left(\frac{3p}{2J} \psi_f + \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_d^* \right) & -\frac{f_c}{J} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

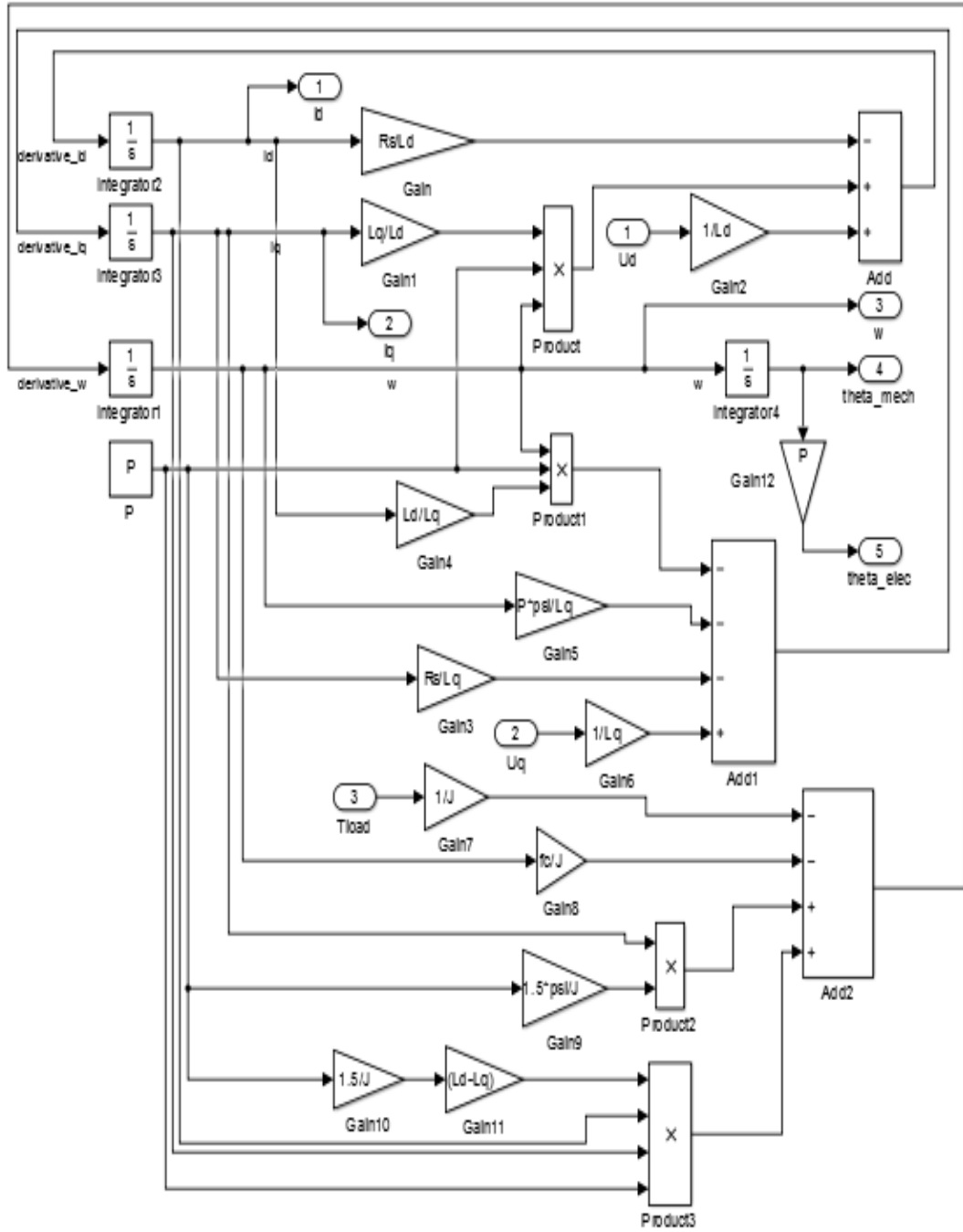
Kontrolör, Denklem (2.11-2.14) ile verilen lineer durum uzayı gösterimine göre tasarlanabilmektedir.

2.2. KMSM Matematiksel Modeli

KMSM matematiksel modeli Denklem (2.1-2.3) ele alınarak SIMULINK yardımıyla oluşturulmuştur. Oluşturulan KMSM modeli Şekil 2.1' de görüldüğü gibidir. Model parametreleri olarak Çizelge 2.1' deki parametreler atanmıştır. KMSM matematiksel modelinin girişi olarak ; q eksenini stator gerilimi u_q , d eksenini stator gerilimi u_d , üç faz voltajının clarke ve park transformasyonu ile dönüştürülmesiyle, ve yük torku T_L girilmiştir. Matematiksel modelin çıktısı olarak ise; i_q ve i_d parametrelerine ters clarke, ters park transformasyonları uygulanarak I_a, I_b ve I_c olarak gösterilen üç faz akım değerleri gözlemlenmiştir. Ayrıca mekanik rotor açısı θ_m , elektriksel rotor açısı θ_e ve rotor radyal hızı ω gözlemlenmiştir. KMSM matematiksel modelinin bu çıktıları aynı zamanda sistemin geribeslemeleridir.

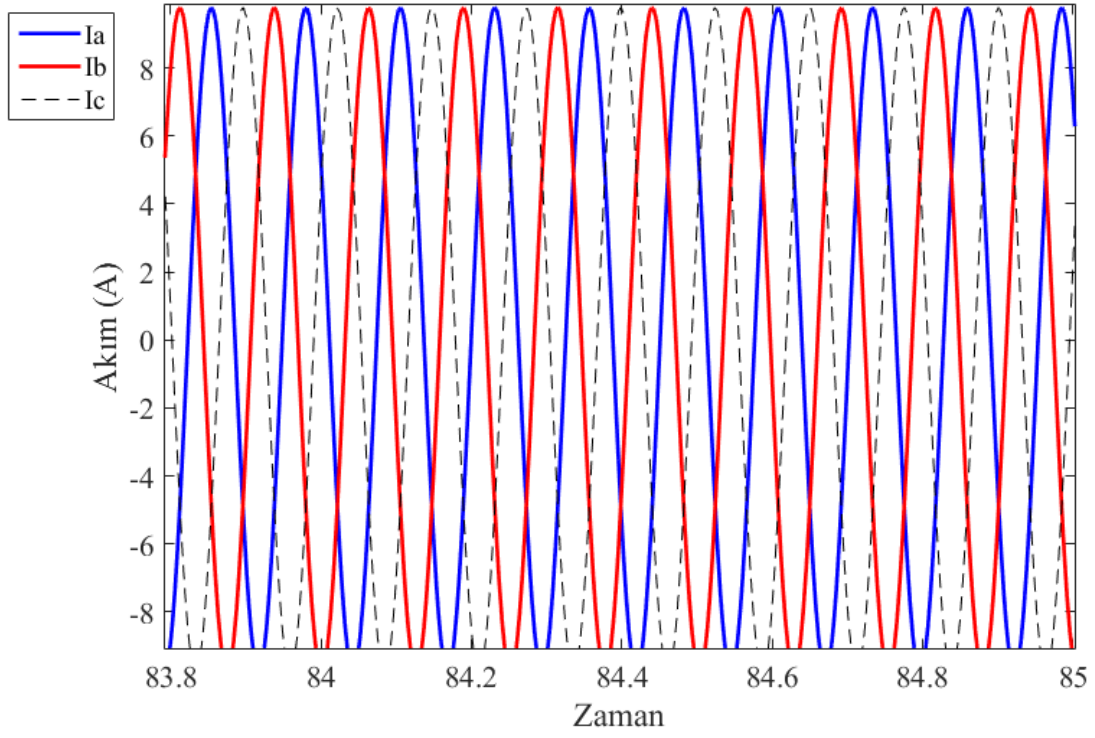
Çizelge 2.1 : Ele alınan motor parametreleri.

Motor Parametresi	Değer
Kutup Sayısı	4 Kutup çifti
Motor Rezistas	$0.8 \pm 10\%$ ohms
Motor İndüktans	$1.2 \pm 20\%$ mH
Nominal Voltaj	24V
Yüksüz Hız	$6000 \pm 10\%$ RPM
Nominal Tork	0,125Nm
Nominal Hız	$4000 \pm 10\%$ RPM
Tepe Tork	0.38 Nm
Tork Sabiti	0.0355Nm/A
Geri EMK	$2.71 \pm 10\%$ / Krpm
Rotor Atalet	48g.cm ²
Ağırlık	0.45kg

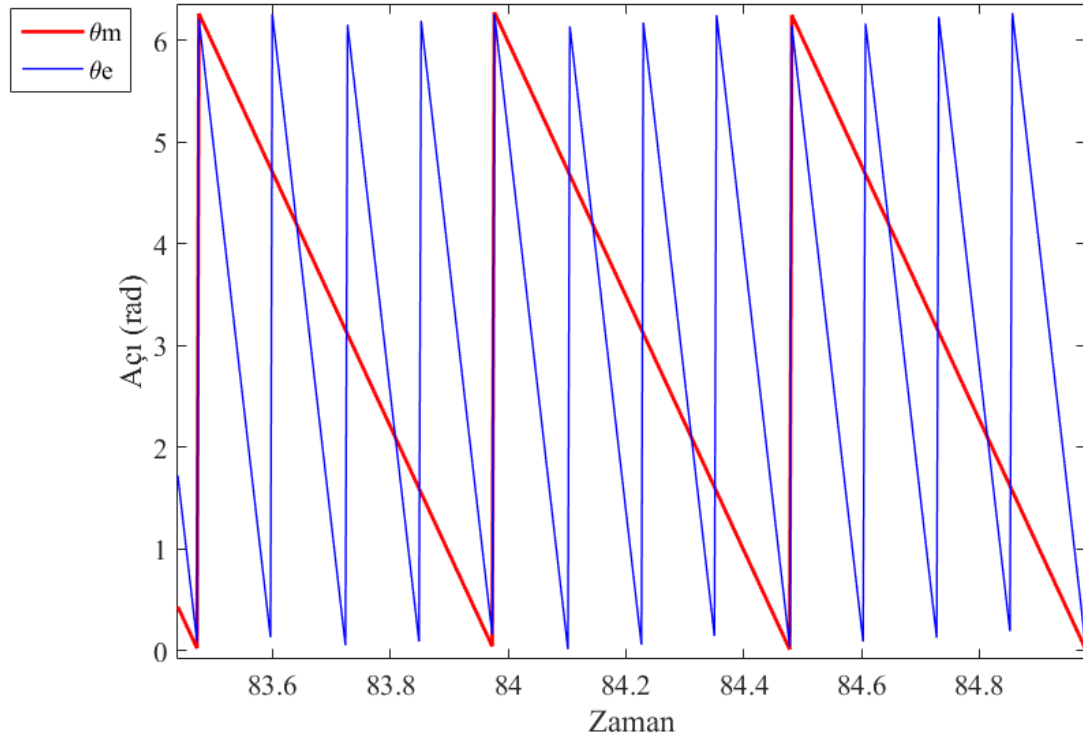


Şekil 2. 1 : KMSM matematiksel modeli

Şekil 2.1’de, KMSM Matematiksel modeli SIMULINK ile oluşturulmuştur. Motorun çıktısı olan I_d ve I_q akımlarına uygulanan ters clarke ve ters park dönüşümleriyle elde edilen I_a, I_b, I_c akım grafikleri Şekil 2.2’de verildiği gibidir. Motor Elektriksel rotor açısı θ_e ve mekanik açısı θ_m ise Şekil 2.3 ile verilmiştir.



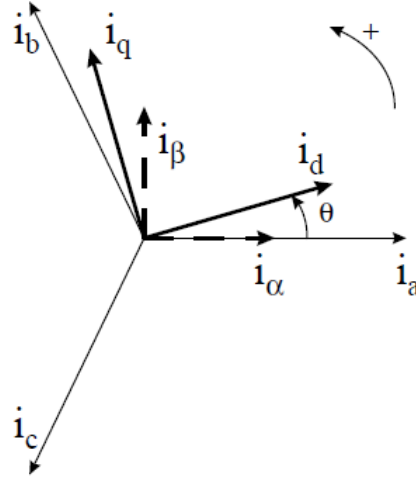
Şekil 2. 2 : KMSM a,b ve c faz akımları



Şekil 2. 3 : KMSM elektriksel ve mekanik rotor açısı

3. KONTROLÖR TASARIMI

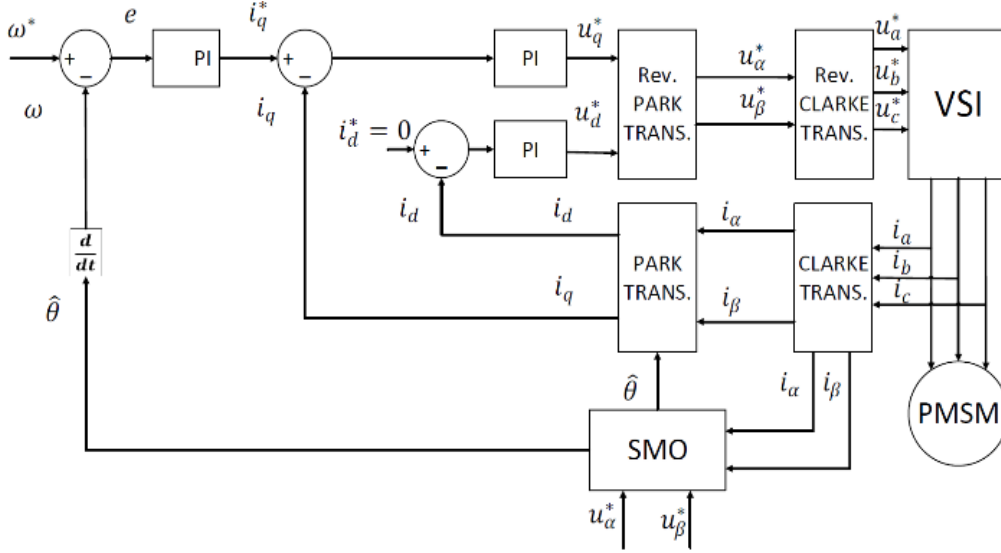
KMSM için alan yönlendirmeli kontrolör (AYK) tasarımı yapılmıştır. Alan Yönlendirmeli Kontrolün temel amacı, üretilen torku ve manyetize akı komponentini ayrı ayrı kontrol etmektir. Alan Yönlendirmeli Kontrol, stator akımının manyetize akı komponenti ile üretilen tork değerini ayırklaştırmaya yarar. Bu ayırklaştırmanın gerçekleşmesi için motorun a,b ve c faz akımlarına clarke ve park dönüşümleri uygulanır ve sistemin iki boyuta indirgenmiş q ve d eksen akımları elde edilir. Manyetize akı komponenti ve tork komponentinin ayırklaştırmalarında kullanılan ve üç faz akımına uygulanan bu eksenel dönüşümler ise Şekil 3-1’de gösterilmiştir



Şekil 3. 1 : d ve q dönel eksen stator akımları ve hareketsiz eksen a,b ve c ile ilişkileri[15]

Burada q eksenini tork komponenti ve d eksenini manyetize akı komponenti olarak adlandırılır. D-eksen akımı, motor sabit hava boşluğu akısı çalışma bölgesinde (constant air gap flux mode of operation) çalıştırılmak istendiği için sıfırda sabit tutulmaya çalışılır. Böylece hava boşluğu akı değeri sabittir ve gerekli akı motor kalıcı mıknatısı tarafından sağlanır.[14] Bu sayede manyetize akı değişimi minimize edilmeye çalışılır. Id sinyalinin sıfır olduğu varsayımı altında sistem matematiksel

olarak doğrusallaştırılmıştır. Böylece, Alan Yönlendirmeli Kontrol, sistemi doğrusal olan bir bölgede ifade edebilme olanağı verdiğiinden, tasarım sürecini kolaylaştırır. Manyetize akının minimize edilmesine çalışılmasına ek olarak rotor ve stator alanı arasında doksan derecelik açı sağlanmaya çalışılarak maksimum tork elde edilir. Şekil 3-2’de AYK genel şeması görülebilmektedir.[10]



Şekil 3. 2 : Alan yönlendirmeli kontrol (AYK) şeması

AYK kapsamındaki matematiksel denklemler Denklem (3.1-3.9) ile verilmiştir.[15] Clarke dönüşümü Deklem (3.1-3.3) ile verilmiştir. Clarke dönüşümü ile α ve β eksenine geçiş sağlanır.Burada, i_α α eksenindeki stator akım ve i_β ise β eksenindeki stator akımını ifade eder.

$$i_\alpha = I_a \quad (3.1)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}I_a + \frac{2}{\sqrt{3}}I_b \quad (3.2)$$

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (3.3)$$

Park dönüşümü Denklem (3.3) ve (3.4) ile verilmiştir.

$$I_d = I_\alpha \cos \theta + I_\beta \sin(\theta) \quad (3.3)$$

$$I_q = -I_\alpha \sin(\theta) + I_\beta \cos(\theta) \quad (3.4)$$

Ters Park dönüşümü Denklem (3.5) ve (3.6) ile verilmiştir.

$$I_\alpha = I_d \cos \theta - I_q \sin(\theta) \quad (3.5)$$

$$I_\beta = I_d \sin(\theta) + I_q \cos(\theta) \quad (3.6)$$

Ters Clarke dönüşümü Denklem (3.7-3.9) ile verilmiştir.

$$I_a = i_\alpha \quad (3.7)$$

$$I_b = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (3.8)$$

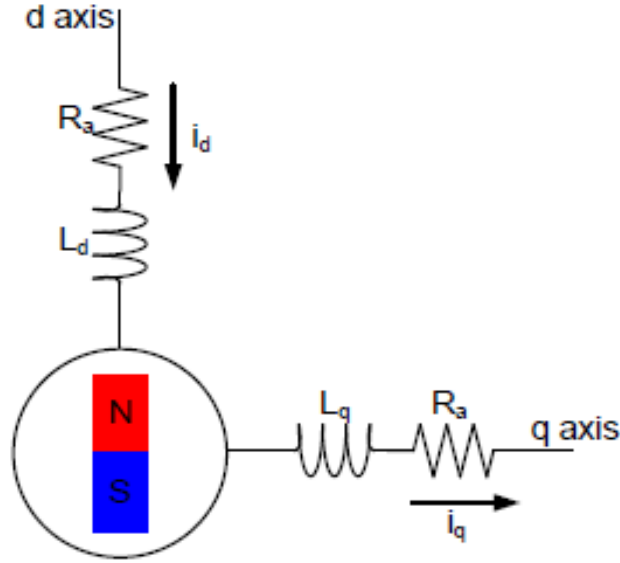
$$I_c = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \quad (3.9)$$

3.1. Akım Döngüsü Kontrolör Parametrelerinin Elde Edilmesi

KMSM denklemlerine uygulanan clark ve park transformasyonları ile KMSM iki eksen doğru akım motoru gibi davranıyor gibi düşünülebilir. Şekil 3-3 ile KMSM iki faz konsept diyagramı verilmiştir.

Şekil 3-3'de verilen konsept diyagram ele alındığında ise, motorun elektriksel denklemlerinden gelen transfer fonksiyonu Denklem (3.10) ile verildiği gibi ele alınmıştır.

$$\frac{1}{Ls + R} \quad (3.10)$$



Şekil 3. 3 : İki faz doğru akım motorunun konsept diyagramı.[16]

Denklem (3.10)'da , L (H), stator indüktansı ve R (ohm) stator rezistansıdır.

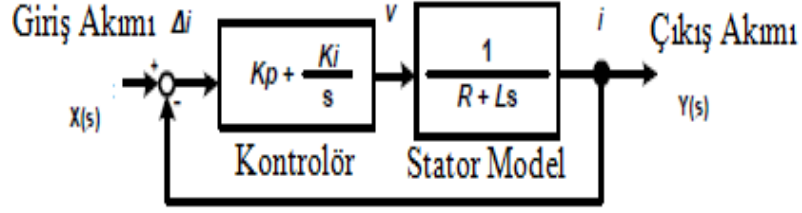
AYK şemasında, Şekil 3-1 , gösterildiği üzere, KMSM kontrolünde iki döngü mevcuttur. Bunlardan iç döngü olarak nitelendirebileceğimiz akım döngüsü i_q ve i_d akımlarını kontrol eden döngüdür. Öncelikle, Denklem (3.10) ile verilen transfer fonksiyonu üzerine akım döngüsü için kontrolcü tasarımı yapılmıştır.

Bu transfer fonksiyonu üzerine tasarlanacak PI kontrolörün transfer fonksiyonu ise Denklem (3.11) ile verildiği gibidir.

$$K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.10)$$

Burada, K_p , akım kontrolörünün oransal kazancı ve K_i ise akım kontrolörünün integral kazancıdır.

Şekil 3-4'de stator modeli üzerine tasarlanacak PI kontrolörün diyagramı görülmektedir. Sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (KÇTF) elde edilmiştir. Elde edilen transfer fonksiyonu ikinci derece sistemlerin genel gösterimine benzetilerek istenilen doğal frekans ve sönümlenme oranına bağlı olarak akım döngüsünün kontrolcü kazanç değerleri hesaplanmıştır.



Şekil 3. 4 : Akım kontrol döngüsü diyagramı

Akım döngüsü sistemine ait transfer fonksiyonu ise Denklem (3.11) ile verilmiştir. Burada çıkış $Y(s)$ ve giriş $X(s)$ olarak tanımlanmıştır. K_p , oransal kazanç ve K_i , integra kazancıdır. K_i ve K_p nin K_a ve K_b ile ilişkisi ise Denklem (3.12) ile verilmiştir.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\frac{K_a}{K_b} * (1 + \frac{s}{a})}{s^2 + \frac{1}{K_b} (1 + \frac{K_a}{a}) s + \frac{K_a}{K_b}} \quad (3.11)$$

$$K_i = K_p * a, K_a = \frac{K_p * a}{R}, K_b = \frac{L}{R} \quad (3.12)$$

İkinci derece sistemlerin genel denklemi Denklem (3.13) ile verildiği gibidir. Denklem (3.13)'de ζ sönümlenme oranı ve W_n , doğal frekans, W_z sıfır noktası frekansıdır. Denklem (3.11)'de elde edilen KÇTF W_n ve ζ değerlerine bağlı olarak yazılacaktır. Bu adımı takiben W_n , ζ ve W_z değerleri KÇTF de tanımlanan K_a , K_b ve a cinsinden Denklem (3.14) ile verilmiştir. Akım döngüsünün K_p ve K_i değerlerinin hesaplandığı denklem ise Denklem (3.15)'de elde edildiği gibidir.[16]

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{W_n^2}{s^2 + 2\zeta W_n s + W_n^2} * (1 + \frac{s}{W_z}) \quad (3.13)$$

$$W_n = \sqrt{\frac{K_a}{K_b}}, \zeta = \frac{1}{2K_b \sqrt{\frac{K_a}{K_b}}} (1 + \frac{K_a}{a}), \quad (3.14)$$

$$W_z = a = \frac{W_n^2 L}{2\zeta W_n L - R}$$

$$K_p = 2\zeta W_n L - R, \quad K_i = W_n^2 L \quad (3.15)$$

$W_n = 68.5$ rad/s için ve $\zeta = 0.707$ için akım döngüsü kontrolcü kazanç değerleri yaklaşık $K_p = -0.72$ ve $K_i = 3.75$ olarak elde edilmiştir. AYK şemasında, Şekil 3-1, iç döngü olan akım döngüsünde kullanılan her iki PI kontrolör için de elde edilen bu kazanç değerleri kullanılmıştır.

3.2. Hız Döngüsü Kontrolör Parametrelerinin Elde Edilmesi

Hız kontrol sistemi ise, motorun mekanik karakteristiği üzerine tasarlanmıştır. Mekanik sistemin tork denklemi Denklem (3.16) ile verilmiştir. Burada, T tork, J (kg.m^2) rotor atalet momenti ve \dot{w} rotor açısal ivmesidir.

$$T = J\dot{w}_{mech} \quad (3.16)$$

$$K_i = K_p * a, K_a = \frac{K_p * a}{R}, K_b = \frac{L}{R}$$

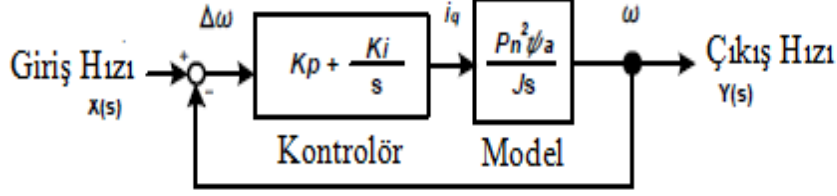
Manyetize tork düşünüldüğünde ise tork denklemi Denklem (3.17) ile verildiği gibi olmaktadır. Burada, P kutup çifti sayısı, ψ_f kalıcı mıknatıs akısı ve i_q q eksenli akımıdır.

Denklem (3.17) ile verilen elektriksel tork denklemi ve Denklem (3.16) ile verilen mekanik tork denklemi ele alındığı mekanik hız (W_{mech}) denklemi Denklem (3.18) ile verildiği gibi olmaktadır ve elektriksel hız denklemi ise Denklem (3.19) ile verildiği gibidir. Elektriksel hız, mekanik hızın motorun kutup çifti sayısı ile çarpılması ile edilir. Bu hesaplamalarda, kutup başına düşen akı değeri yerine, ψ_f olarak toplam kalıcı mıknatıs akısı olarak ele alınmıştır. Hesaplama sonucu elde edilen değerler için kutup çifti sayısı bu nedenle dikkate alınmamıştır.

$$T = P\psi_f i_q \quad (3.17)$$

$$W_{mech} = \frac{P\psi_f}{sJ} i_q \quad (3.18)$$

$$W_{elec} = \frac{P^2 \psi_f}{sJ} I_q \quad (3.19)$$



Şekil 3. 5 : Hız kontrol döngüsü diyagramı

Hız döngüsü sistemine ait transfer fonksiyonu ise Denklem (3.20) ile verilmiştir.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Kba * (1 + \frac{s}{a})}{s^2 + Kbs + Kba} \quad (3.20)$$

$$Ki = Kp * a, Kb = \frac{KpP^2\psi_f}{J}$$

İkinci derece sistemlerin genel denklemleri Denklem (3.13) ile verilmiştir. Denklem (3.20)'de elde edilen hız döngüsüne ait transfer fonksiyonu ikinci derece sistemlerin genel denklemlerine eşitlenerek Kp değerinin Wn ve ζ cinsinden karşılığı olan denklemler Denklem (3.21) ve (3.22) ile verilmiştir. [16]

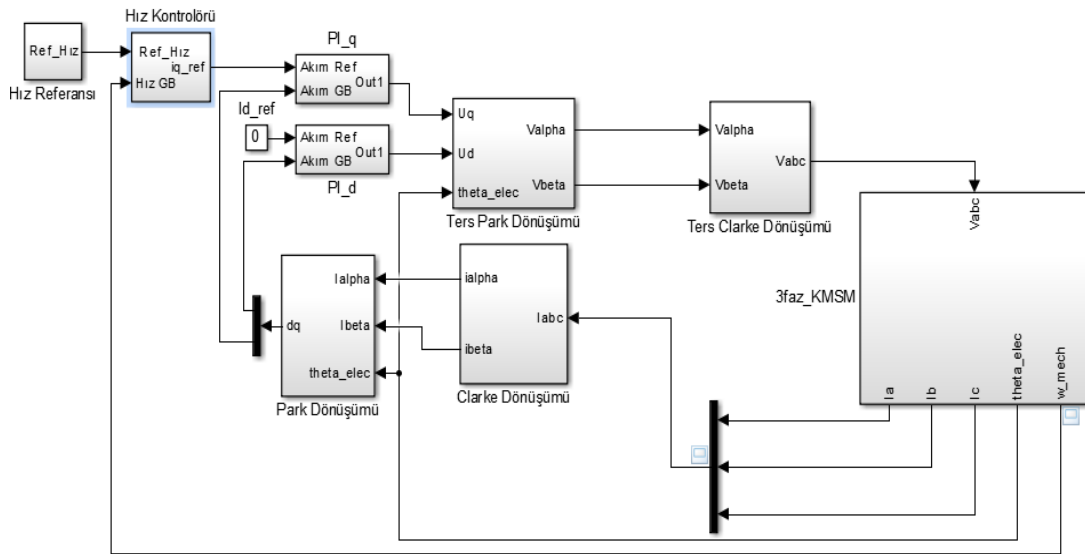
$$Wn = \sqrt{\frac{Kpa\psi_f P^2}{J}}, \quad \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{KpP^2\psi_f}{aJ}}, \quad Wz = a = \frac{Wn}{2\zeta} \quad (3.21)$$

$$Kp = \frac{2\zeta Wn J}{P^2 \psi_f}, \quad Ki = \frac{Wn^2 J}{P^2 \psi_f} \quad (3.22)$$

Wn=6.85 rad/sec ve ζ=0.707 için hız döngüsü kontrolcü kazanç değerleri yaklaşık olarak Kp= 1.38 ve Ki= 6.68 olarak hesaplanmıştır. Burada J=0.0047 kg.m² olarak ve toplam kalıcı mıknatıs akısı ψf = 0.033 wb olarak ele alınmıştır.

3.3.Kontrolör Tasarımı Matematiksel Modeli

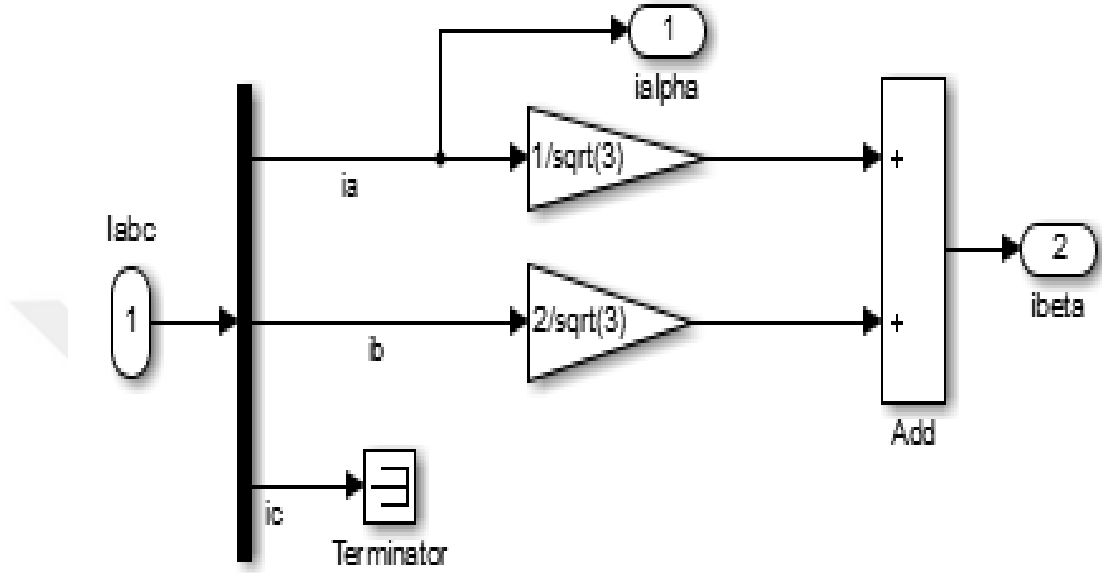
Denklem (2.1-2.3) ile verilen KMSM diferansiyel denklemlerinden yararlanılarak Şekil 2.1'deki gösterildiği gibi SIMULINK yardımıyla KMSM matematiksel modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu modelin üzerine AYK şemasında gösterildiği üzere, iç döngüde akım döngüsü ve dış döngüde hız döngüsü olacak şekilde kontrolör matematiksel modeli yine SIMULINK yardımıyla Şekil 3.6'da gösterildiği gibi oluşturulmuştur.



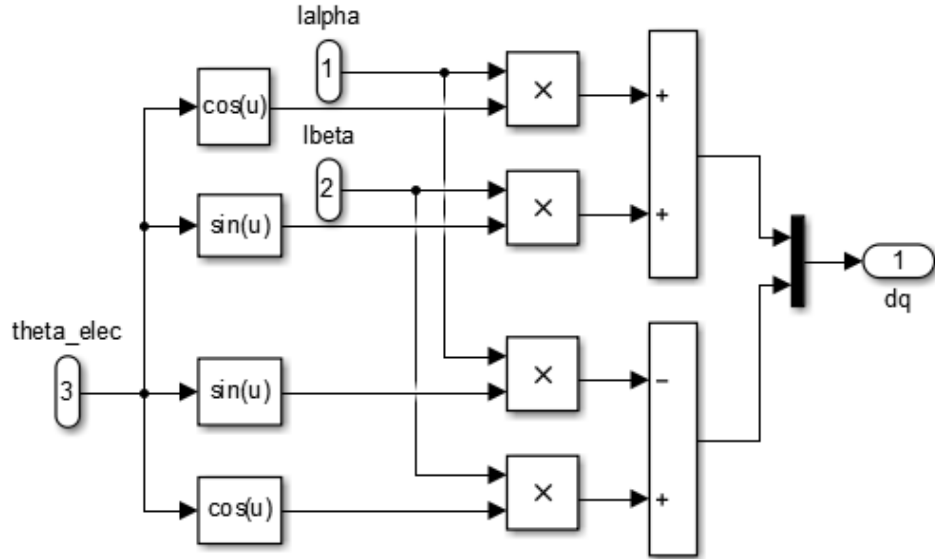
Şekil 3. 6 : KMSM Alan yönlendirmeli kontrol matematiksel modeli

Şekil 3-6'da oluşturulan matematiksel modelde, KMSM'nin daha önce Şekil 2-2'de ve Şekil 2-3'de verilen akım, rotor pozisyon açısı çıktılarından a,b,c faz akımları çıktıları, elektriksel rotor açısı çıktısı ve mekanik hız çıktısı sisteme AYK matematiksel modeline bağlanmıştır. Şekil 3.6'da oluşturulan AYK matematiksel modelinde Bölüm 3.1 ve 3.2'de hesaplanan kontrolör oransal kazanç değerleri sırasıyla iç akım döngüsü ve dış hız döngüsüne girdi olarak sağlanmıştır. Bu matematiksel modelde, KKG tarafından sağlanacak olan motor mekanik hız ve rotor elektriksel açısı bilgisine henüz yer verilmemiştir. Şekil 3.6'da AYK matematiksel modelinde clarke, park ve ters clarke, ters park dönüşümleri daha önce denklemlerle verildiği şekliyle SIMULINK yardımıyla modellenerek sisteme bağlanmıştır.

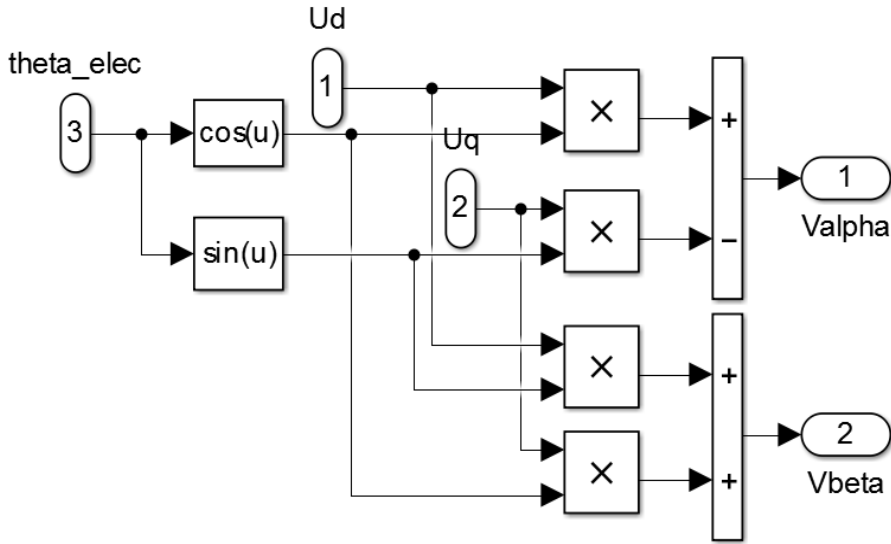
Denklem (3.1-3.3) ile verilen clarke dönüşümü Şekil 3.7'deki gibi, Denklem (3.4) ve (3.5) ile verilen park dönüşümü Şekil 3.8'deki gibi, Denklem (3.5) ve (3.6) ile verilen ters park dönüşümü Şekil 3.9'daki gibi ve Denklem (3.7-3.9) ile verilen ters clarke dönüşümü ise Şekil 3.10'da görüldüğü gibi oluşturulmuştur.



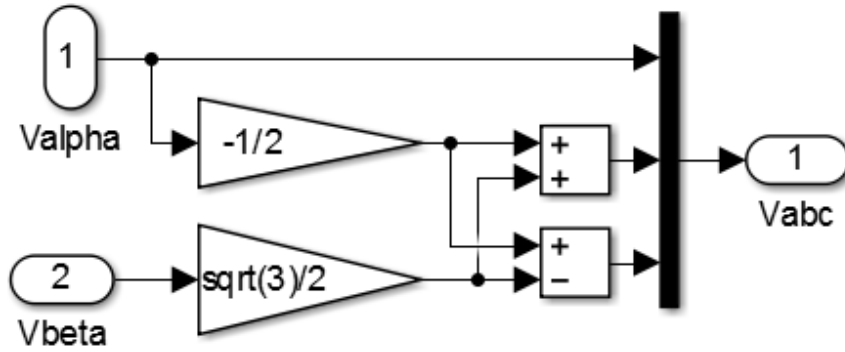
Şekil 3. 7 : Clarke dönüşümü matematiksel modeli



Şekil 3. 8 : Park dönüşümü matematiksel modeli

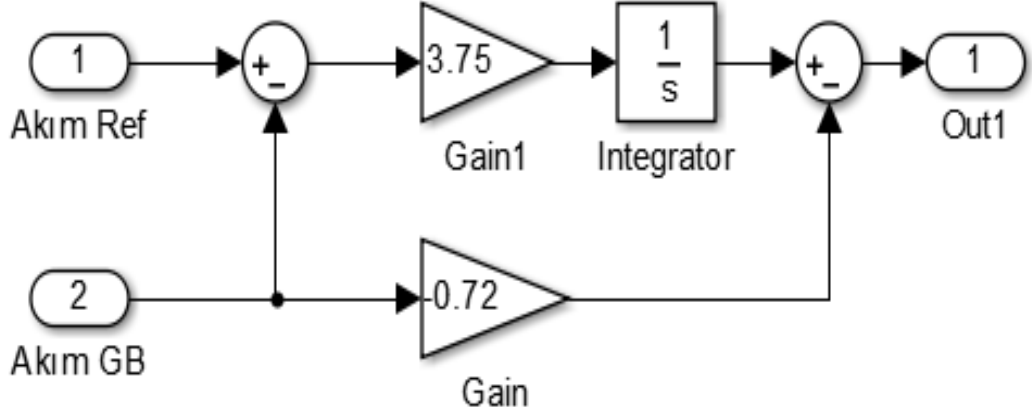


Şekil 3. 9 : Ters park dönüşümü matematiksel modeli



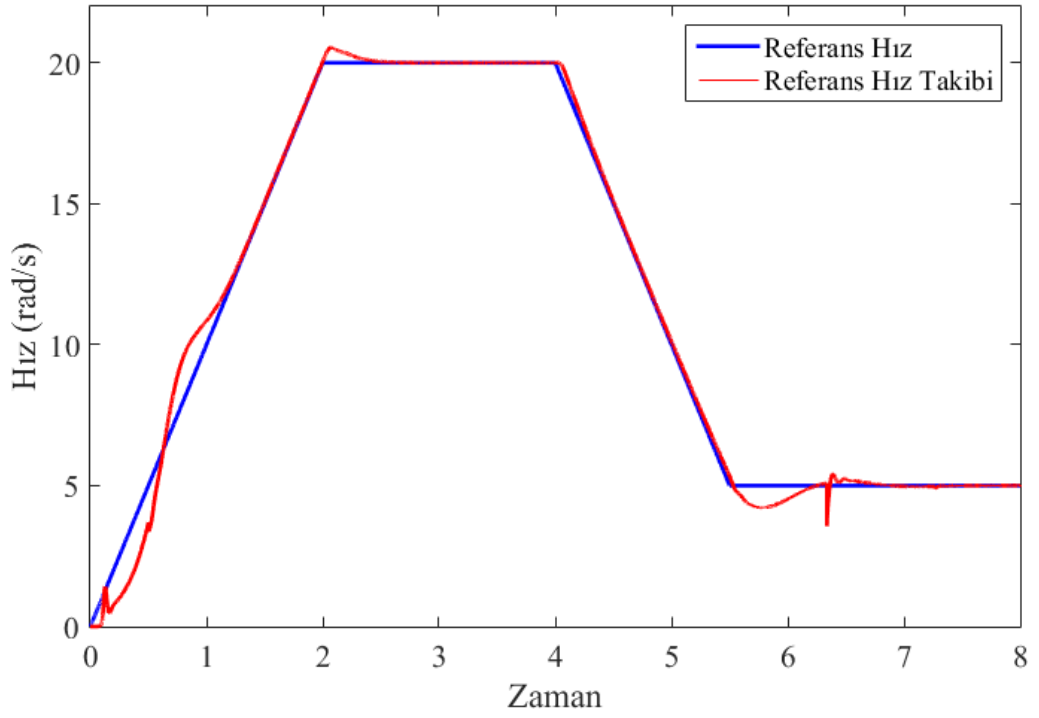
Şekil 3. 10 : Ters clarke dönüşümü matematiksel modeli

Alan yönlendirmeli kontrol matematiksel modelindeki akım döngüsü PI kontrolörü olarak ise Şekil 3.11’de de görüldüğü üzere Bölüm 3.1’de hesaplanan kontrolör parametreleri PI kontrolör modelinde yerine konulmuştur. Fakat burada, geleneksel PI kontrolörlerin getirdiği sıfır etkisinden kurtulmak için oransal kontrol kısmı hatadan değil ölçümden yani geribeslemeden beslenmektedir. Şekil 3.11’deki kontrollör Şekil 3.1’de görülen manyetize akı komponentini sıfırda tutmaya yarayan id akımını sıfırda tutmaya zorlayan PI kontrolörde, hem de hız döngüsünün çıktısı olarak iq referansını yakalamaya çalışan PI kontrolör olarak aynı şekilde ve aynı parametrelerle kullanılmıştır.



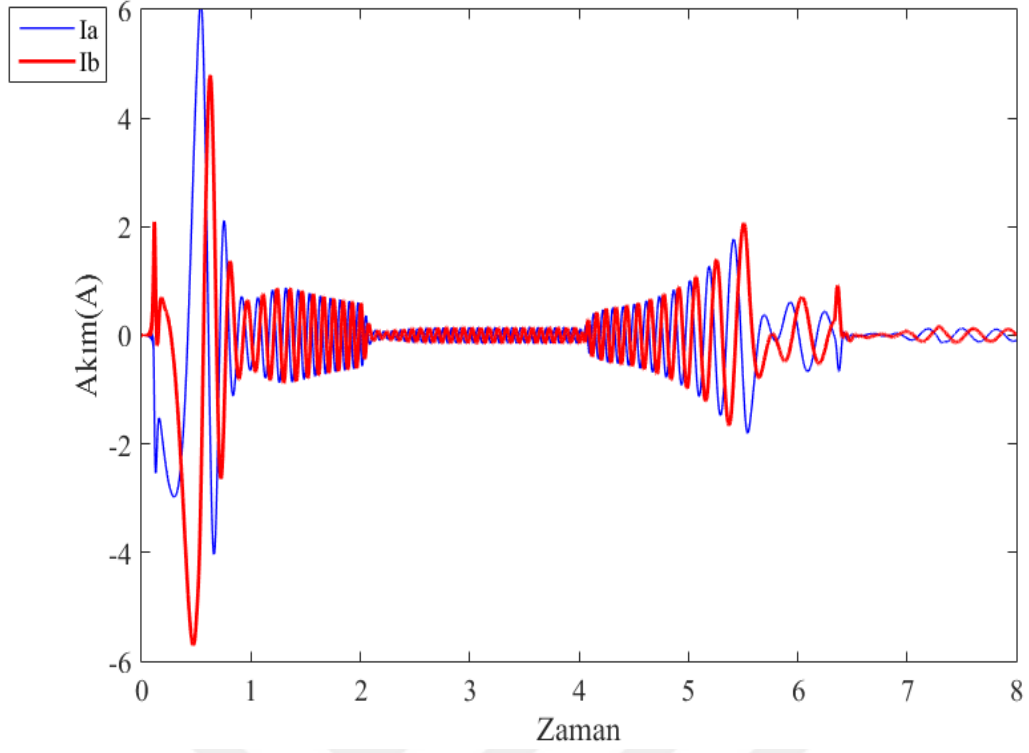
Şekil 3. 11 : Akım kontrol döngüsü PI kontrolör sürekli zaman matematiksel modeli

AYK matematiksel modelinin çıktısı olarak referans hız ve referans hız takip grafiği Şekil 3.12’de verildiği gibidir.

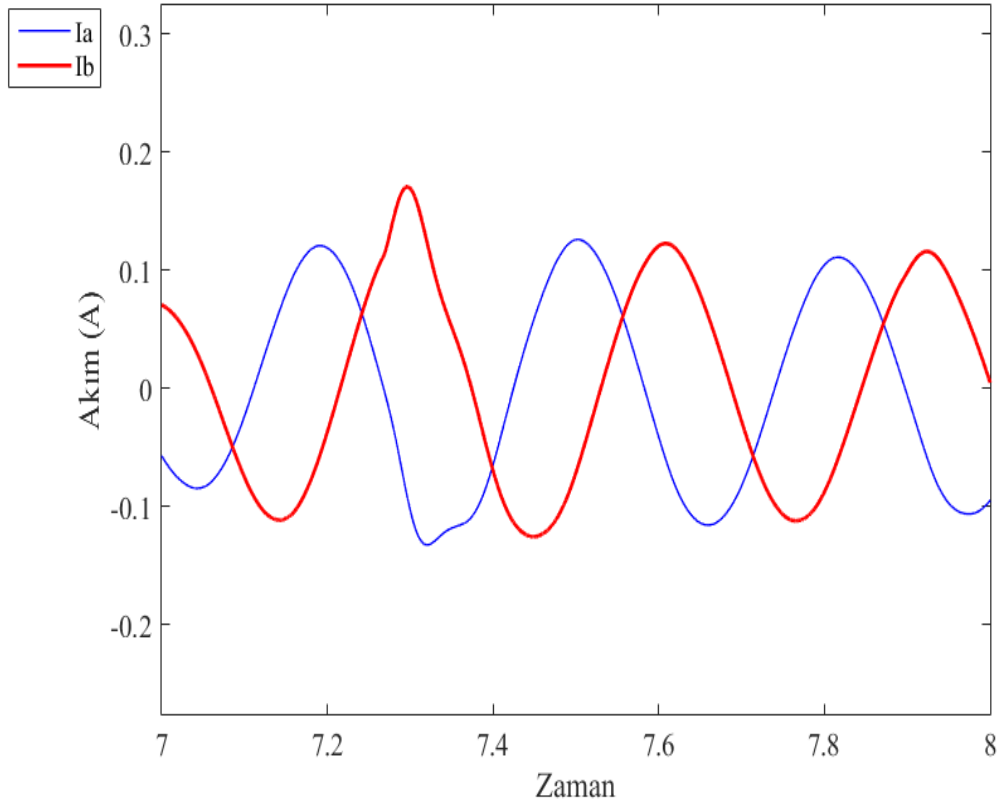


Şekil 3. 12 : AYK matematiksel modeli hız referans takip grafiği

Şekil 3.13 ve Şekil 3.14’de kontrolörün referans hız takibi yaparken Şekil 3.12 ile elde edilen sonuç grafiğine denk gelen I_a ve I_b akım davranışlarını gösteren grafik verilmiştir.



Şekil 3. 13: Referans takip Ia ve Ib akım grafiği-1



Şekil 3. 14 : Referans takip Ia ve Ib akım grafiği-2

4. KAYAN KIPLİ GÖZLEYİCİ (KKG) TASARIMI

4.1. Kayan Kipli Gözleyici Tanımı

Kayan kipli gözleyici (KKG) durağan referans koordinatındaki stator akımlarını, tahmin edilen akımları, ve ölçülen gerçek akım değerlerini göze alarak, belirlenen bir anahtarlama fonksiyonunun mevcut olduğu kontrol stratejisi ile tahmin eder. Stator akım tahmininde, geri-EMK gerilimleri elde edilir. Bu geri-EMK sinyalleri Clarke ve Park dönüşümleri için gerekli, rotor pozisyon bilgisini taşırlar.

4.2. Kayan Kipli Gözleyici Matematiksel Denklemleri

AYK ile KMSM tork ve manyetize akı komponentinin ayrıklaştırılarak kontrol edildiğinden daha önce de bahsedilmişti. Tork ve manyetize akı komponentinin ayrıklaştırılması ve manyetize akı komponentinin sıfırda tutulmaya zorlanması sebebiyle kontrolün geleneksel fırçalı doğru akım motoruna benzetilerek yapılabileceği de daha önceki bölümlerde belirtilen bir husustur. Bu nedenle, KKG kapsamında ihtiyaç duyulan stator akımları tahmini için de geleneksel fırçalı motor diferansiyel denklemlerinden elektriksel denklemler tahmin edilen akımları elde etmek için kullanılabileceği düşünülmektedir. Kontrolör tasarlanırken ki bakış açısı yine gözleyici tasarlanırken de devam ettirilmektedir. Bu sebeple, motor dinamiklerini $\alpha - \beta$ referans koordinatında ifade eden diferansiyel denklemler Denklem (4.1) ve Denklem (4.2) ile verildiği gibidir. Burada, i_α ve i_β , sırasıyla α ve β eksenindeki stator akımlarını; R_s, L_s stator sarımlarına ait direnç ve endüktans değerlerini; u_α, u_β sırasıyla α ve β eksenindeki stator gerilimleridir.

$$\frac{d}{dt}i_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha + \frac{1}{L_s}u_\alpha \quad (4.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_\beta = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta + \frac{1}{L_s}u_\beta \quad (4.2)$$

Denklem (4.3) ve (4.4) de ise, geri-EMK sinyallerinin denklemleri verilmiştir. Burada geri-emk sinyalleri e_α, e_β sinyalleri olarak verilir. ψ_f motora ait kalıcı mıknatıs akı değeridir ve ω rotor radyal hızıdır.

$$e_\alpha = -\psi_f \omega \sin(\theta) \quad (4.3)$$

$$e_\beta = -\psi_f \omega \cos(\theta) \quad (4.4)$$

Bu sebeple, stator akım tahminine ait gözlemleyici dinamikleri Denklem (4.5) ve (4.6) ile verildiği gibidir.

$$L_S \frac{d}{dt} \hat{i}_\alpha = -R_S \hat{i}_\alpha + u_\alpha - e_\alpha - k \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (4.5)$$

$$L_S \frac{d}{dt} \hat{i}_\beta = -R_S \hat{i}_\beta + u_\beta - e_\beta - k \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (4.6)$$

Burada $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ tahmin edilen stator akımları ve k KKG kazanç değeridir. k kazanç değeri için Denklem (4.7) bir kriter olarak ele alınmalıdır.

$$k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (4.7)$$

Denklem (4.5) içerisindeki $k \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$ terimi ve Denklem (4.6) içerisindeki $k \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$ terimi, tahmin edilen ve ölçülen stator akım sinyalleri arasındaki hata değerini sıfır yapmaya çalışır.[17] Burada “signum(x)” fonksiyonu yerine “sigmoid(x)” veya “tanh(x)” fonksiyonları da alternatif olarak kullanılabilir. $k \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)$ ve $k \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)$ terimleri birer alçak geçiren filtreden geçirilerek, durağan referans koordinattaki geri-EMK sinyalleri olan \hat{e}_α ve \hat{e}_β sinyalleri elde edilir.

Rotor akı pozisyonu tahmin edilen geri-EMK sinyallerinden faydalanılarak Denklem (4.8) ile verildiği gibi elde edilir.[17]

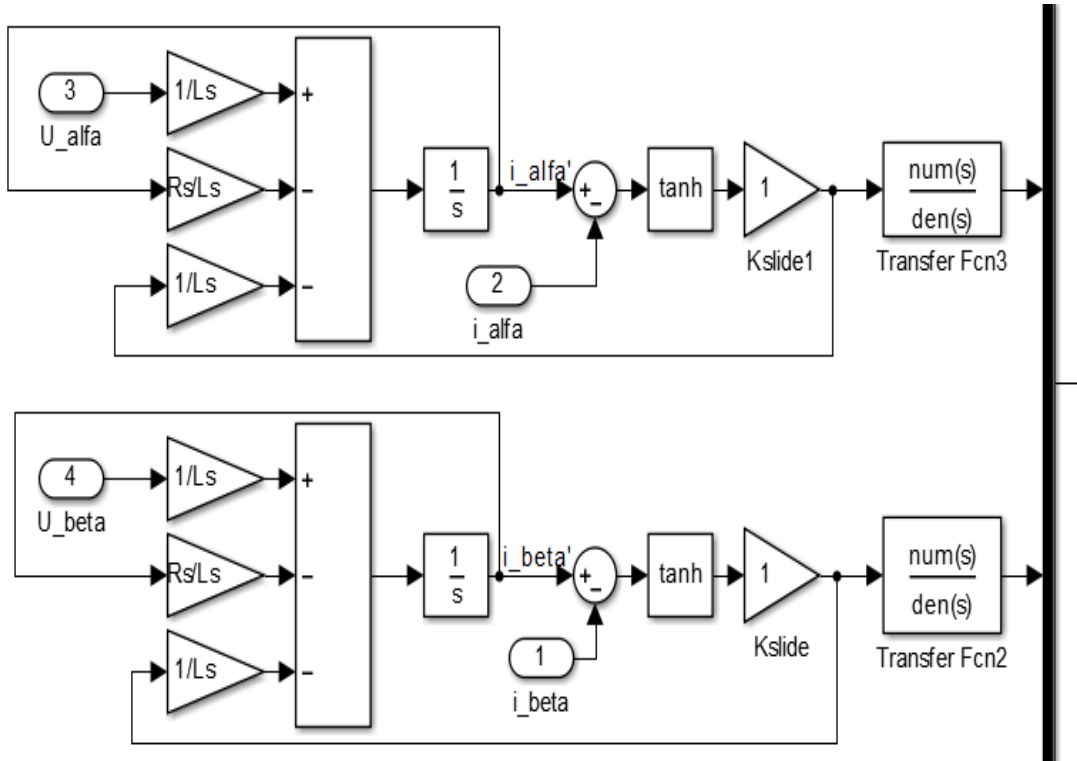
$$\hat{\theta} = \arctan\left(-\frac{\widehat{e}_\alpha}{\widehat{e}_\beta}\right) \quad (4.8)$$

olarak bulunur. Bu tahmin edilen rotor pozisyon sinyali Şekil 3.1’de gösterildiği gibi referans koordinatlarının dönüşümünde park ve ters park dönüşümlerinde kullanılır. Park ve ters park dönüşüm denklemlerindeki açı gereksinimi KKG yardımıyla buradan sağlanabilmiştir. Aynı zamanda, bu açı bilgisinden mekanik hız bilgisi de elde edilerek dış döngü olan hız döngüsünün PI kontrolörüne geri besleme olarak verilmiştir.

4.3. Kayan Kipli Gözleyici (KKG) Matematiksel Modeli

KKG matematiksel modeli Denklem (4.1-4.8) ele alınarak SIMULINK yardımıyla oluşturulmuştur. Oluşturulan KKG modeli Şekil 4.1’de gösterildiği gibidir. Model parametreleri olarak Çizelge 2.1’deki motor parametreleri ele alınmıştır. KKG matematiksel modelinin girişi olarak i_α ve i_β , sırasıyla α ve β eksenindeki stator akımları olmak üzere clarke dönüşümünden elde edilerek sisteme verilmiştir. Çıkış olarak ise, elektriksel rotor açısı θ_e ve rotor radyal hızı ω gözlemlenmiştir. Kayan kipli gözleyicinin θ_e çıktısı aynı zamanda park ve ters park dönüşümünün girdisi ve rotor radyal hızı ω aynı zamanda hız döngüsünün geri beslemesidir. Şekil 4.1’de KKG matematiksel modelinin geri-EMK sinyallerini elde eden (4.1-4.7) denklemlerini ele alan matematiksel modeli görülmektedir. Şekil 4.1’deki modelde daha önce belirtilen tahmin edilen akım değeri ile ölçülen akım değeri arasındaki farkı sifıra yakınsatmaya yarayan ve Denklem (4.5) ve (4.6) da yer verilen $k\text{sign}(\widehat{i}_\alpha - i_\alpha)$ ve $k\text{sign}(\widehat{i}_\beta - i_\beta)$ ifadelerinin geçirildiği alçak geçiren filtrenin kesim frekansı 100 rad/sn olarak uygulanmıştır.

Geri-EMK sinyallerinin rotor elektriksel pozisyon bilgisini taşıdığı daha önce belirtilmişti ve geri-EMK sinyallerinden rotor elektriksel pozisyon bilgisinin elde edilebilmesinde genel olarak Denklem (4.8)’den faydalanılmaktaydı. Şekil 4.2’de rotor elektriksel açı bilgisinin elde edilmesinde kullanılan matematiksel modele yer verilmiştir.

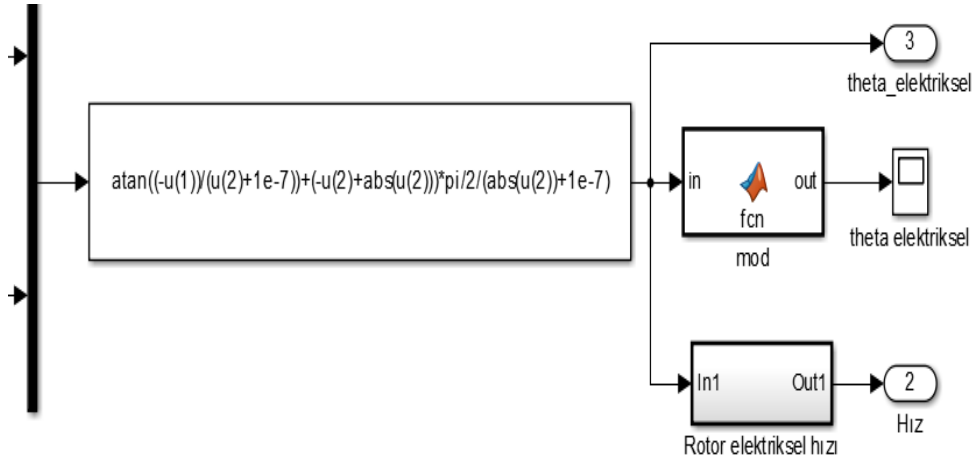


Şekil 4. 1 : KKG geri-EMK sinyallerinin elde edildiği ve hatanın kayan kipleme yöntemiyle sifıra yakınsattırıldığı matematiksel model

Açı bilgisinin elde edilmesi sırasında, işlemde paydanın sıfır olamaması adına paydadaki \widehat{e}_β ifadesi yerine $\widehat{e}_\beta + 10^{-7}$ ifadesi kullanılmıştır. Öte yandan, arctanjant sadece $-\pi/2$ ile $\pi/2$ arasında sonuç vermektedir. Ancak \widehat{e}_α ve \widehat{e}_β değerlerine göre hesaplanacak olan açı bilgisi 0 ile 2π arasında olmalıdır. Bu nedenle, örneğin; \widehat{e}_α ve \widehat{e}_β pozitif iken elde edilen açı değeri 0 ile $\pi/2$ arasında olacaktır, öte yandan \widehat{e}_α ve \widehat{e}_β değerleri negatif iken ise elde edilen açı π ile $3\pi/2$ arasında olması gerekirken yine 0 ile $\pi/2$ arasında bir değer olarak sonuç verecektir ve yakalanmak istenen açı bilgisi kaçırılacaktır. Bu nedenle \widehat{e}_β değerinin negatif olduğu durumlarda denkleme π eklenecek şekilde denklem 4.8 kofigüre edilerek denklem 4.9'a yazılmıştır.

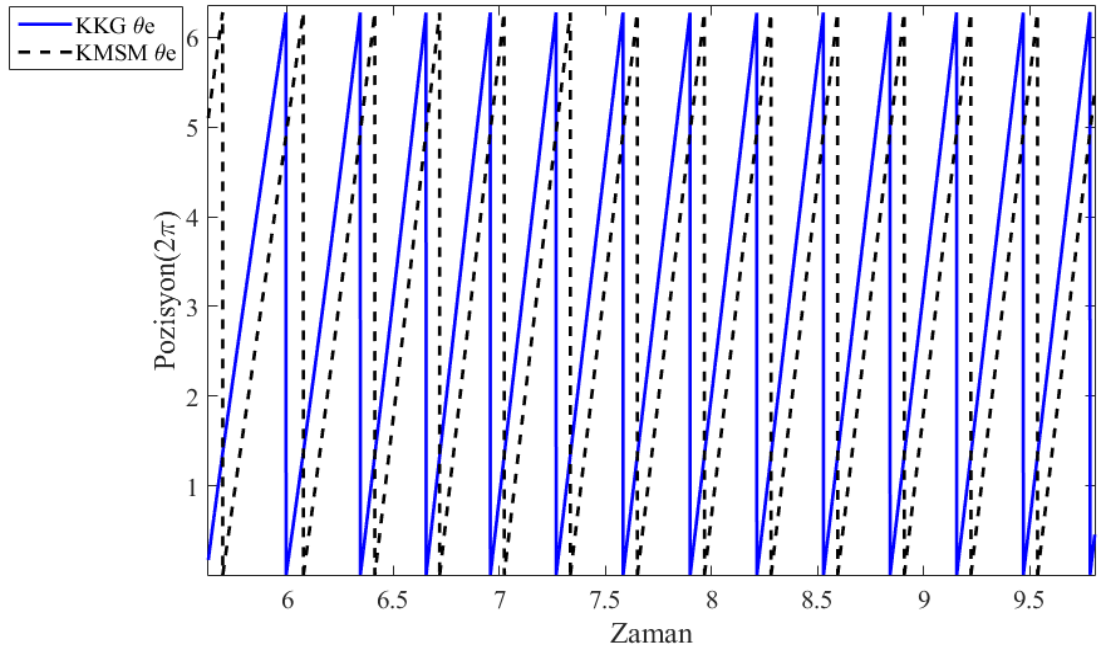
$$\hat{\theta} = \arctan\left(-\frac{\widehat{e}_\alpha}{\widehat{e}_\beta + 10^{-7}}\right) + \frac{(-\widehat{e}_\beta + |\widehat{e}_\beta|) * \pi/2}{(\widehat{e}_\beta + 10^{-7})} \quad (4.9)$$

Şekil 4.2' de konfigüre edilen Denklem (4.9) kullanılarak elde edilen elektriksel rotor pozisyon grafikleri görülmektedir.



Şekil 4. 2 : İçerisinde rotor elektriksel açı bilgisini barındıran geri-EMK sinyallerinin denklem 4.9'a göre matematiksel modeli

Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'deki matematiksel modellerin birleştirilmesi sonucunda ortaya çıkan çıktılardan biri olan elektriksel rotor açı bilgisi θ_e , KMSM matematiksel modelinin çıktılardan biri olan elektriksel rotor açı bilgisi ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma Şekil 4.3'deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 4. 3 : KKG elektriksel rotor açısı ve KMSM elektriksel rotor açısı çıktılarının karşılaştırmalı grafiği

Şekil 4.3'de elde edilen rotor elektriksel hız grafiğine bakıldığında doğrudan türevi alınamayacak olduğu görülmektedir. Bu nedenle, matematiksel modelden alınan

sonuçlar ve Denklem (4.9)'un doğrudan türevini almak yerine, açı bilgisinden türeve geçiş aşamasında ayrık zaman matematiksel modellemeye gidilmiştir. 2kHz olarak belirlenen örnekleme frekansı için açı $0-2\pi$ arasında olduğu durumlarda, Şekil 4.3'de yükselen kenar, hız için Denklem (4.11), açının $0-2\pi$ arasında olmadığı durumlarda ise, Şekil 4.3'de alçalan kenar, bir önceki hız değerini sisteme, dış hız döngüsüne, geri besleme olarak verecek bir yapı tasarlanmıştır. KMSM'nin nominal mekanik hızının 4000 RPM olduğu Çizelge 2.1'de motor parametrelerinden birisi olarak verilmiş durumda. Bunun elektriksel hıza yansımaları Denklem 4.10'da gösterildiği gibidir. Burada P, kutup çifti sayısıdır ve Çizelge 2.1'de P=4 olarak verilmiştir.

$$\theta_e = P * \theta_m \quad (4.10)$$

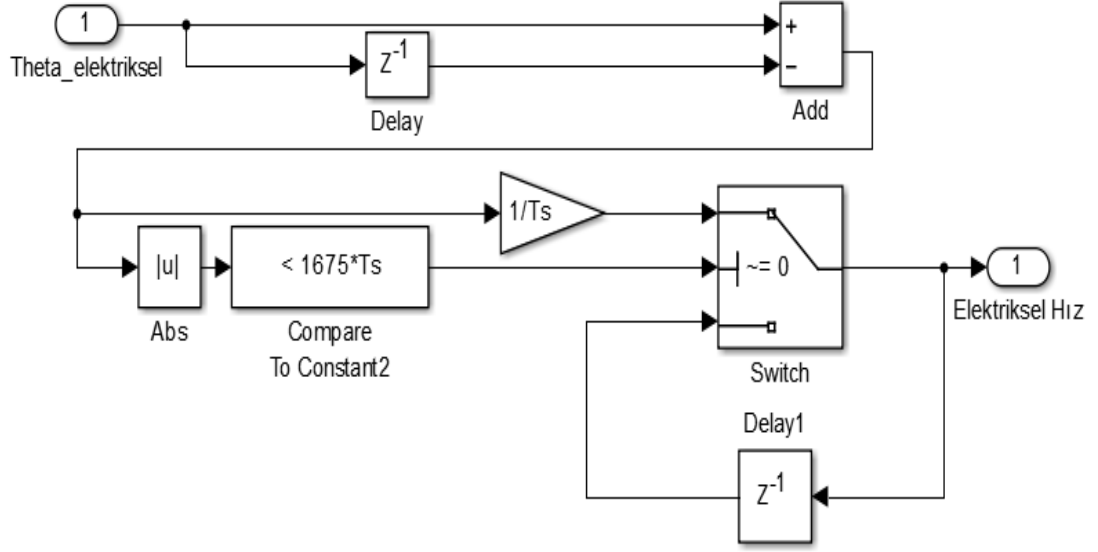
Denklem (4.10) yardımıyla, motorun nominal elektriksel hızının 16000 RPM olduğu ve bunun da rad/sn'ye çevriminden de nominal elektriksel hızın yaklaşık 1675 rad/sn olduğu hesaplanmıştır. Bu bilgiler ışığında Denklem (4.11)'deki durum için bu çalışmada KKG hız çıktısı hesabı yapılmıştır. Burada T_s , örnekleme periyodu ve w_e , rotor elektriksel radyal hızıdır. Buradan önceki tüm kısımlarda KMSM çıktısı ve sistem geri beslemesi olarak kullanılan hız mekanik hızdır. Rotor elektriksel radyal hızından mekanik radyal hıza geçmek gerekir ve bu geçiş için ise Denklem (4.12) kullanılır. Denklem (4.12)'de P, kutup çifti sayısıdır ve Çizelge 2.1'de P=4 olarak verilmiştir.

$$\text{Eğer, } \{(\theta_{e_i} - \theta_{e_{i-1}}) < 1675 * T_s\} \theta_e, w_{e_i} = \frac{(\theta_{e_i} - \theta_{e_{i-1}})}{T_s} \quad (4.11)$$

$$\text{Değilse, } w_{e_i} = w_{e_{i-1}}$$

$$w_e = P * w_m \quad (4.12)$$

KKG' de hız bilgisinin elde edilebilmesi için Denklem (4.11) ve (4.12) kullanılır ve bu denklemlerin ayrık zaman matematiksel modeli ve Şekil 4.2'de görülen "Rotor elektriksel hızı" isimli bloğun detayı Şekil 4.3' de gösterildiği gibidir.



Şekil 4. 4 : Ayrık zamanda $f_s=2\text{kHz}$ olacak şekilde modellemiş KKG rotor elektriksel açısından elektriksel radyal hıza geçiş matematiksel modeli

KMSM çıktılarından birisi olan rotor mekanik radyal hızı ve KKG çıktısı olan rotor mekanik radyal hızının karşılaştırmalı grafiğine hız referans takip grafiklerinin yer aldığı tüm sisteme ait matematiksel model simülasyon sonuçlarına yer aldığı Bölüm 5’de yer verilecektir.



arasındaki doğal frekans oransal değişimini incelemek ve aynı zamanda sistemin eksik sönümlü veya kritik sönümlü olması durumunun doğal frekans değişimine ve döngüler arası oransal doğal frekans değişimine etkisini gözlemleyebilmek üzere de gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.1’de kontrolör döngüleri için hangi doğal frekans değerlerinin hangi sönümlenme oranıyla gerçekleştirileceğini göstermektedir.

Çizelge 5. 1 : Kontrol döngüsü hız oralarının ve kontrolörün eksik sönümlü veya kritik sönümlü olmasına bağlı davranışlarının inceleneceği durumlar

	Sönümlenme Oranı (ζ)	Akım Döngüsü Doğal Frekans (ω_n)	Hız Döngüsü Doğal Frekans (ω_n)
1.	0.707	68.5 rad/sn	6.85 rad/sn
2.	0.707	80 rad/sn	8 rad/sn
3.	0.707	100 rad/sn	25 rad/sn
4.	0.707	40 rad/sn	10 rad/sn
5.	1	68.5 rad/sn	6.85 rad/sn
6.	1	100 rad/sn	25 rad/sn
7.	1	40 rad/sn	10 rad/sn

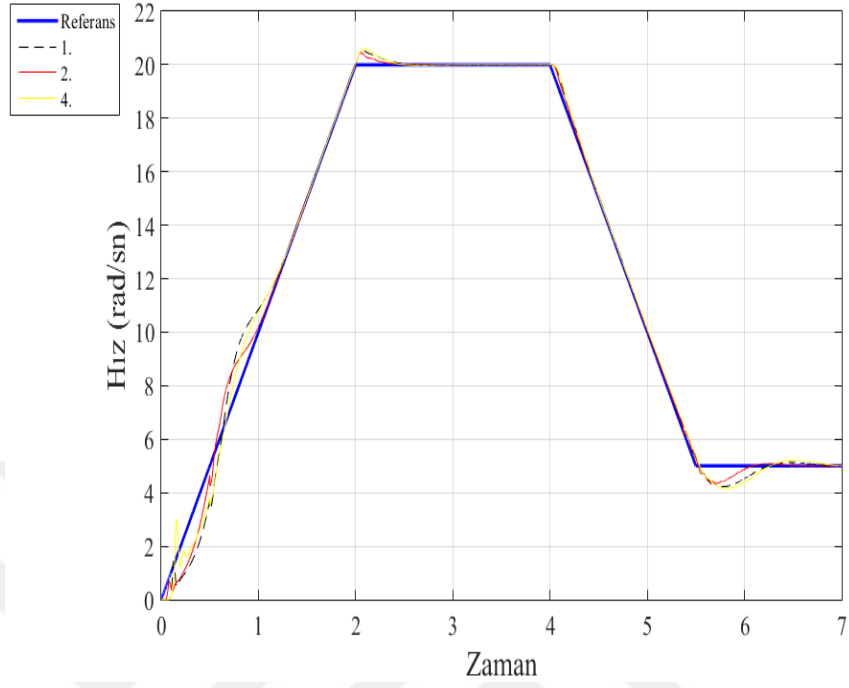
Çizelge 5. 2 : Çizelge 5.1’deki durumlara bağlı olarak hesaplanan kontrolör parametreleri

	Akım Döngüsü K_p	Akım Döngüsü K_i	Hız Döngüsü K_p	Hız Döngüsü K_i
1.	-0.72	3.75	1.38	6.68
2.	-0.70	5.12	1.61	9.11
3.	-0.68	8	5.03	89.01
4.	-0.78	1.28	2.01	14.24
5.	-0.69	3.75	1.95	6.68
6.	-0.64	8	7.12	89.01
7.	-0.74	1.28	2.85	14.24

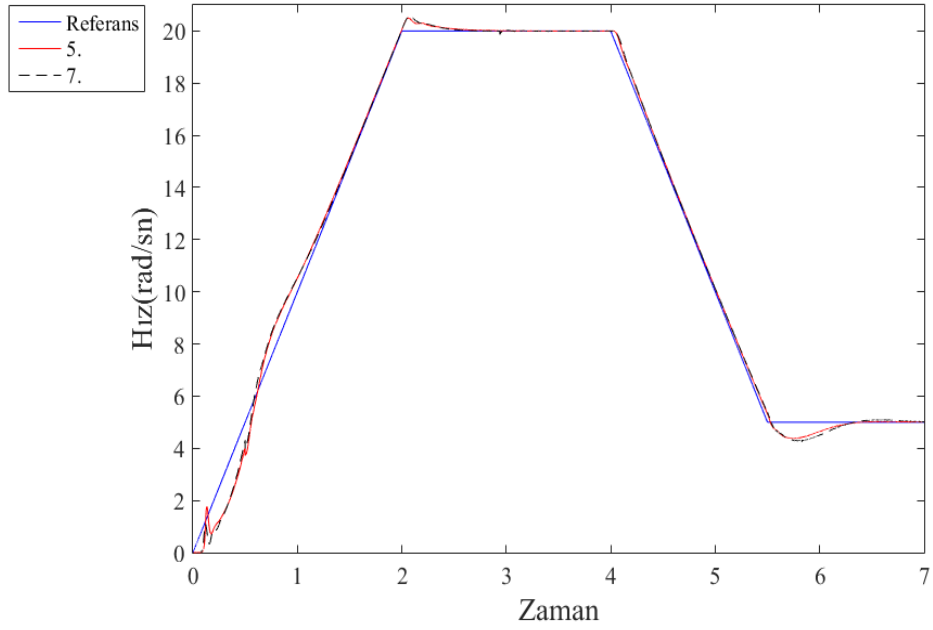
Çizelge 5.1’ de belirtilen durumlar için sırasıyla kullanılması gereken kontrolör kazanç parametreleri iç akım döngüsü ve dış hız döngüsü için Denklem (3.15) ve Denklem (3.22) den yararlanılarak hesaplanmış ve Çizelge 5.2 oluşturulmuştur.

Şekil 5.2’ de Şekil 5.1’de verilen sistem matematiksel modelinden elde edilen hız takip grafiği verilmiştir. Bu hız takip grafiği, Çizelge 5.1’deki 1,2 ve 4 numaralı doğal frekans ve sönümlenme oranlarına göre Çizelge 5.2 de verilen ve bu doğal

frekans ile sönümlenme oranlarına denk gelen kontrolör kazanç değerlerine göre elde edilmiştir.

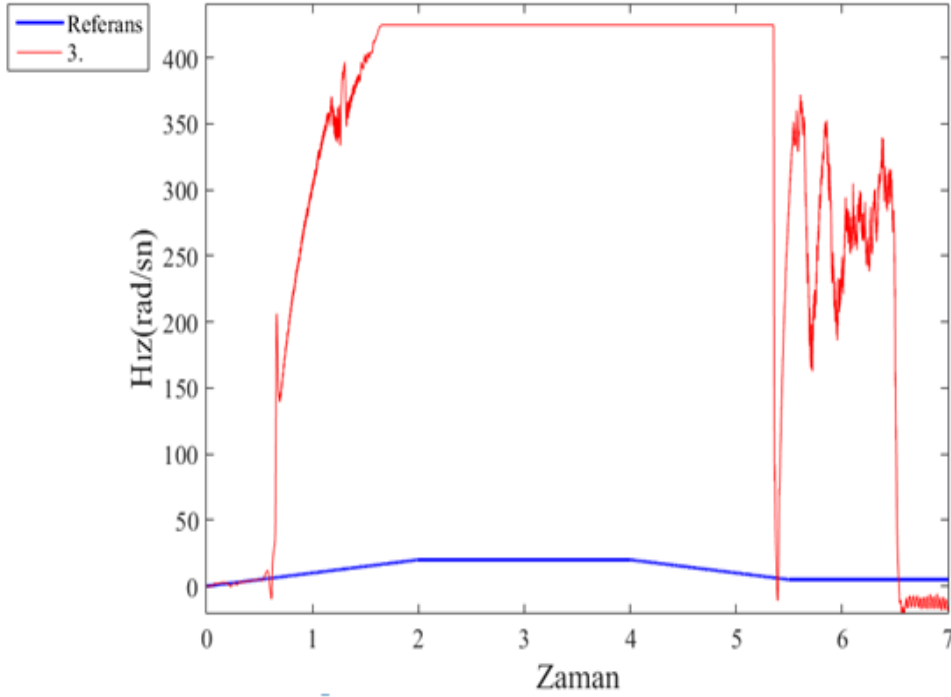


Şekil 5. 2 : Çizelge 5.1 ve 5.2'deki 1,2 ve 4 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği



Şekil 5. 3 : Çizelge 5.1 ve 5.2'deki 5 ve 7 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği

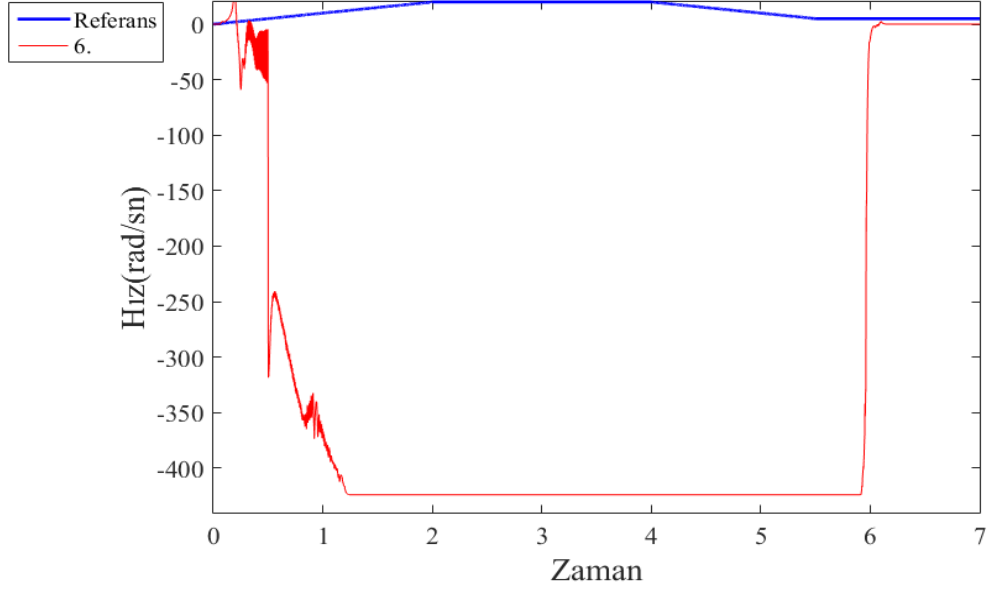
Şekil 5.3' de Şekil 5.1'de verilen sistem matematiksel modelinden elde edilen hız takip grafiği verilmiştir. Bu hız takip grafiği, Çizelge 5.1'deki 5 ve7 numaralı doğal frekans ve sönümlenme oranlarına göre Çizelge 5.2 de verilen ve bu doğal frekans ile sönümlenme oranlarına denk gelen kontrolör kazanç değerlerine göre elde edilmiştir.



Şekil 5. 4 : Çizelge 5.1 ve 5.2' de 3 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği

Şekil 5.4' de Şekil 5.1'de verilen sistem matematiksel modelinden elde edilen hız takip grafiği verilmiştir. Bu hız takip grafiği, Çizelge 5.1'deki 3 numaralı doğal frekans ve sönümlenme oranlarına göre Çizelge 5.2'de verilen ve bu doğal frekans ile sönümlenme oranına denk gelen kontrolör kazanç değerlerine göre elde edilmiştir. Şekil 5.4'de akım döngüsü için 100 rad/sn doğal frekans ve hız döngüsü için ise 25 rad/sn doğal frekans için 0.707 sönümlenme oranı kullanıldığında hız takibinin başarılı olmadığı görülmektedir.

Şekil 5.5' de Şekil 5.1'de verilen sistem matematiksel modelinden elde edilen hız takip grafiği verilmiştir. Bu hız takip grafiği, Çizelge 5.1'deki 6 numaralı doğal frekans ve sönümlenme oranlarına göre Çizelge 5.2 de verilen ve bu doğal frekans ile sönümlenme oranına denk gelen kontrolör kazanç değerlerine göre elde edilmiştir.



Şekil 5. 5 : Çizelge 5.1 ve 5.2'de 6 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği

Referans takibinde, akım döngüsünün 100 rad/sn ve hız döngüsünün 25 rad/sn doğal frekansa sahip olduğu durumda sönümlenme oranının kritik sönümlü veya eksik sönümlü olmasından bağımsız olarak kontrolün gerçekleşemediği gözlemlenmiştir. Kontrolün başarılabilmesi adına, akım döngüsü için 100 rad/sn doğal frekans korunarak, hız döngüsünün doğal frekansı 25 rad/sn yerine sırasıyla Çizelge 5.3'deki gibi değiştirilerek kontrolün hangi eşikten sonra başarılabilirdiği incelenmiştir. Çizelge 5.4'de ise, Çizelge 5.3'de verilen döngü doğal frekans değerlerine göre sırasıyla hesaplanmış kontrolör kazanç değerleri verilmiştir.

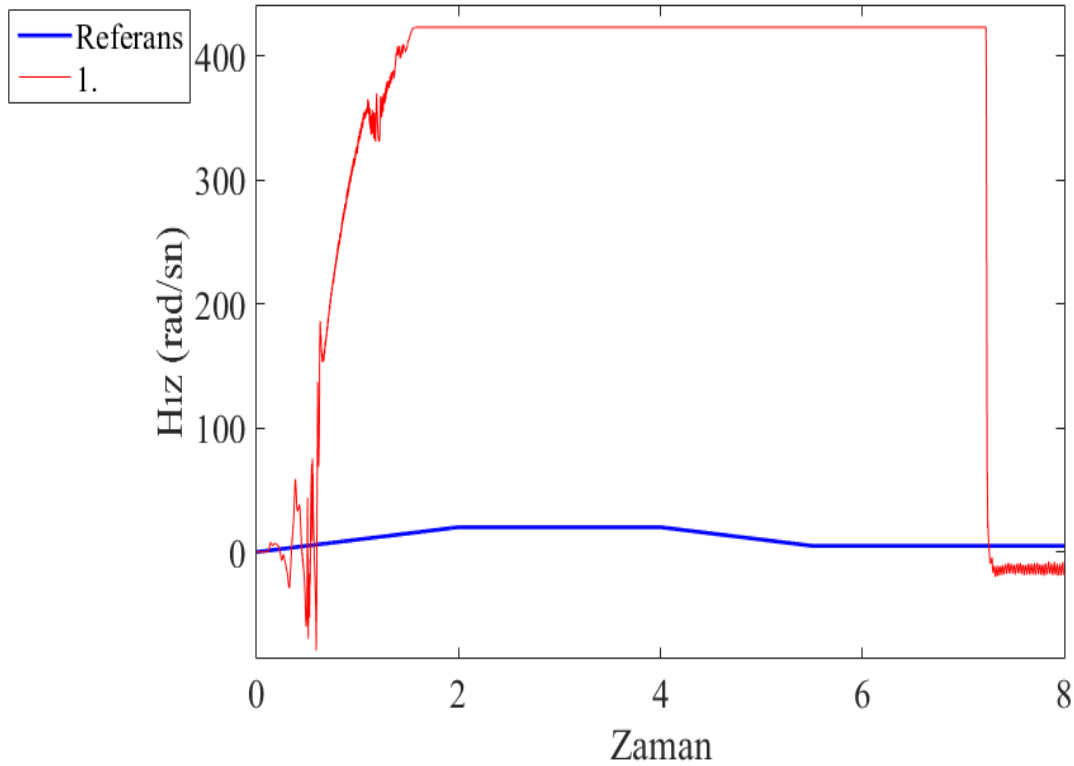
Çizelge 5. 3 : Akım döngüsü doğal frekansı 100 rad/sn iken kontrolün başarılı olması için denenen hız döngüsü doğal frekansları

	Sönümlenme Oranı (ζ)	Akım Döngüsü Doğal Frekans (ω_n)	Hız Döngüsü Doğal Frekans (ω_n)
1.	1	100 rad/sn	20 rad/sn
2.	1	100 rad/sn	15 rad/sn
3.	1	100 rad/sn	10 rad/sn
4.	1	100 rad/sn	5 rad/sn

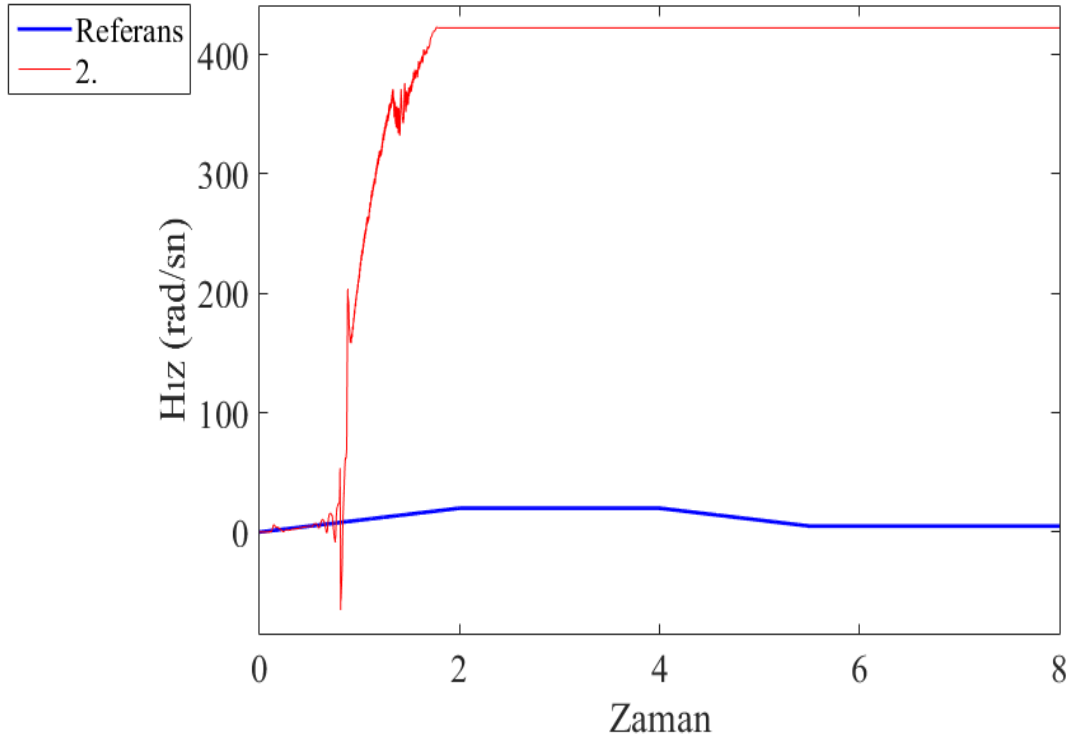
Çizelge 5. 4 : Çizelge 5.3'de verilen durumlara bağlı olarak hesaplanan knntrolör kazanç parametreleri

	Akım Döngüsü K_p	Akım Döngüsü K_i	Hız Döngüsü K_p	Hız Döngüsü K_i
1.	-0.64	8	5,697	56.97
2.	-0.64	8	4.27	32.05
3.	-0.64	8	2.85	14.24
4.	-0.64	8	1.42	3.56

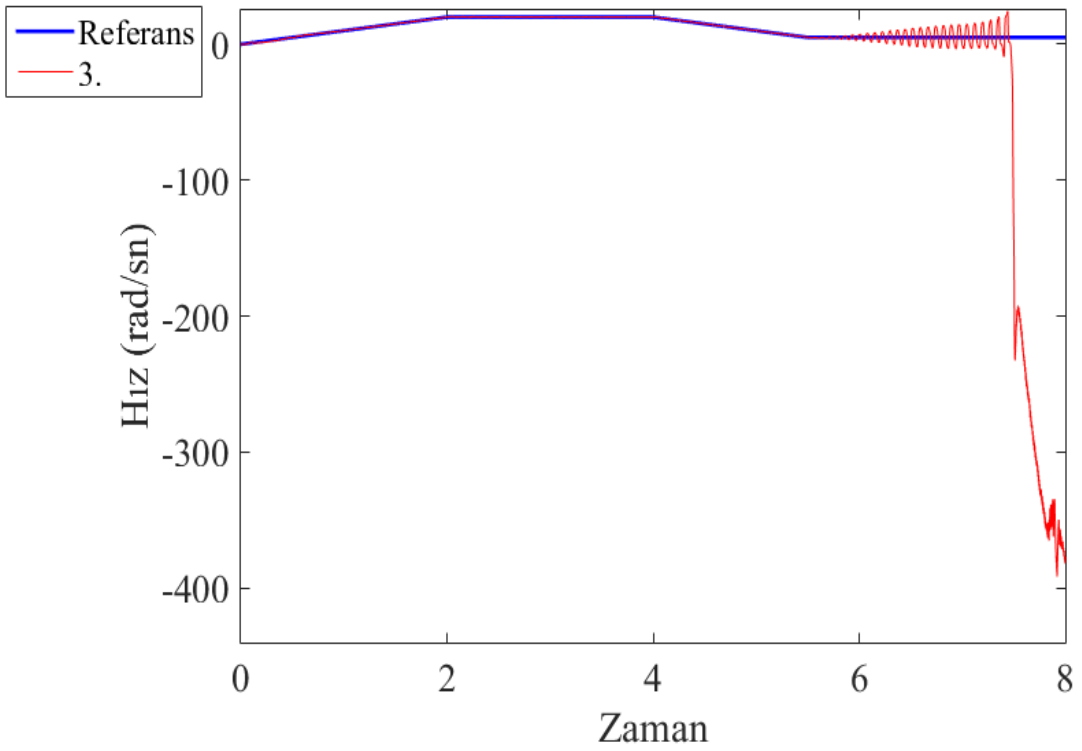
Şekil 5.6, Şekil 5.7, Şekil 5.8 ve Şekil 5.9'da , sırasıyla Çizelge 5.3'deki 1,2,3,4 numaralı doğal frekans ve sönümlenme oranlarına göre Çizelge 5.4'de verilen ve bu doğal frekans ile sönümlenme oranlarına denk gelen kontrolör kazanç değerleri için elde edilen hız takip grafikleri verilmiştir.



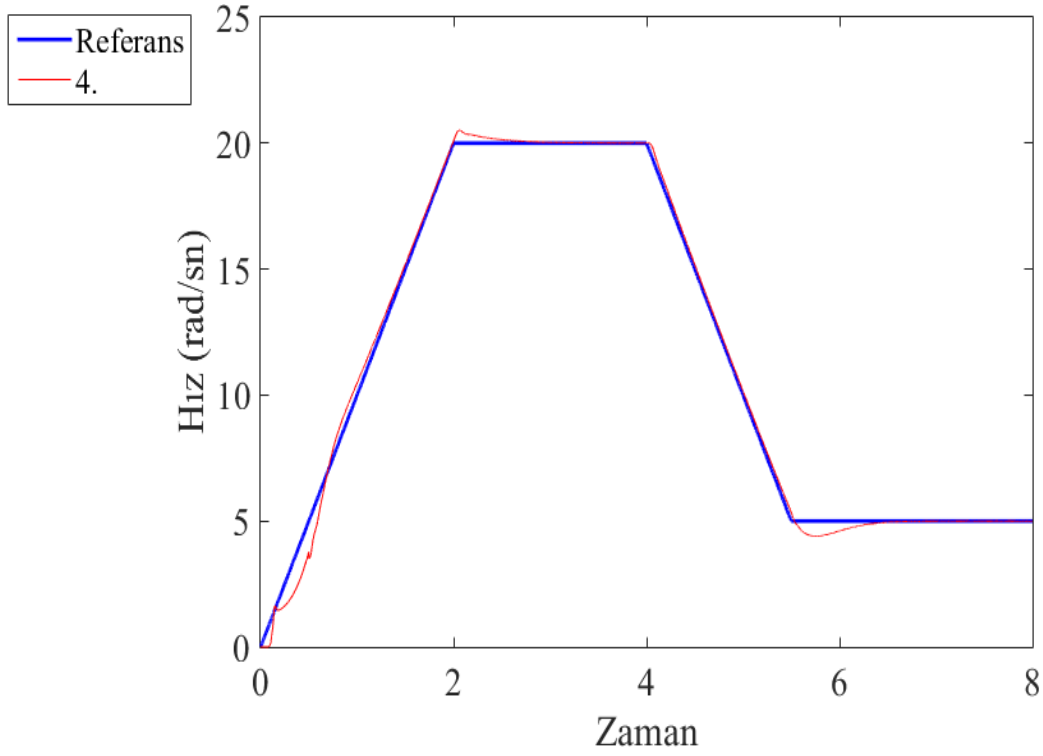
Şekil 5. 6 : Çizelge 5.3' de 1 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği



Şekil 5. 7 : Çizelge 5.3'de 2 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği



Şekil 5. 8 : Çizelge 5.3'de 3 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği



Şekil 5. 9 : Çizelge 5.3'de 4 numaralı durum için elde edilen hız takip grafiği

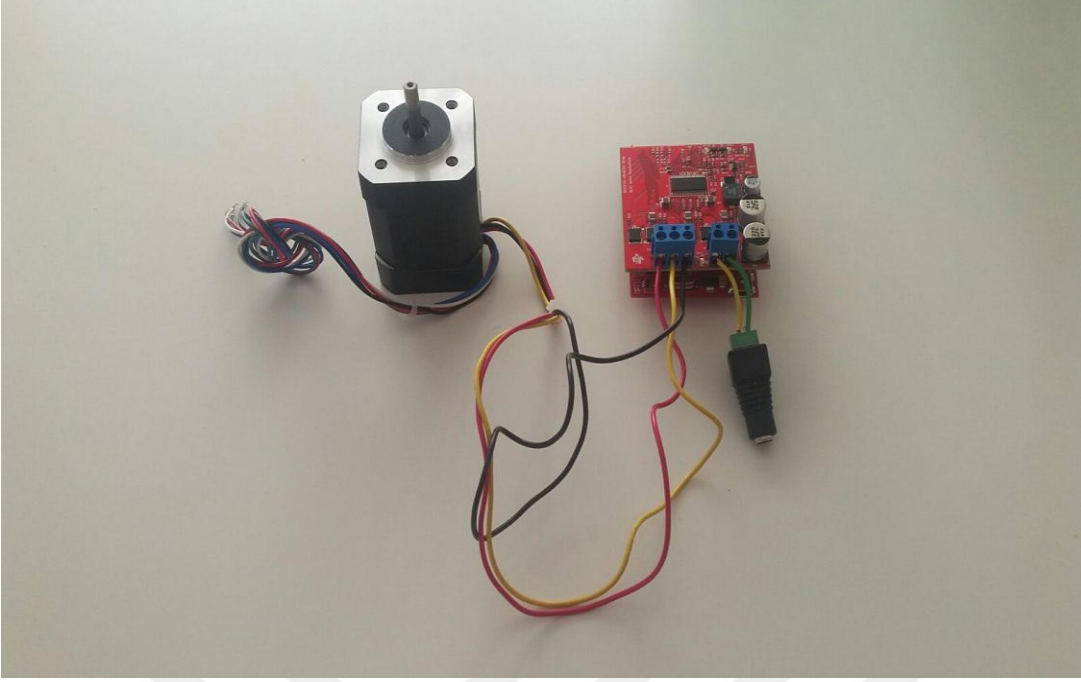
Şekil 5.9'da akım döngüsü doğal frekansı 100 rad/sn ve hız döngüsü doğal frekansı 5 rad/sn seçili iken referans takibi sağlanabilmiştir. Fakat, Şekil 5.6, 5.7 ve 5.8'de fr görülebileceği üzere, akım döngüsü doğal frekansı 100 rad/sn iken hız döngüsü doğal frekansı sırasıyla 20 rad/sn, 15 rad/sn ve 10 rad/sn iken referans takibi sağlanamamıştır. Bölüm 5' de verilen tüm simülasyon sonuçlarında, akım döngüsü ve hız döngüsü için farklı doğal frekanslar incelenmiştir. Bunun haricinde, Bölüm 5'de simülasyon sonuçları sunulurken, kritik sönümlülük durumu yani $\zeta = 1$ alındığı durum ve eksik sönümlülük, yani $\zeta < 1$ durumu altında kontrolör davranışları sunulmak istenmiştir. Buradaki amaç, bazı kontrolörlerin referans takibindeki başarısında, kimi zamanlar, sistemin eksik sönümlü olmasının getireceği maksimum aşım değerinin istenmeyecek bir durum olarak karşımıza çıkabilecek oluşudur.

6. DENEY HAZIRLIKLARI VE DENEY SONUÇLARI

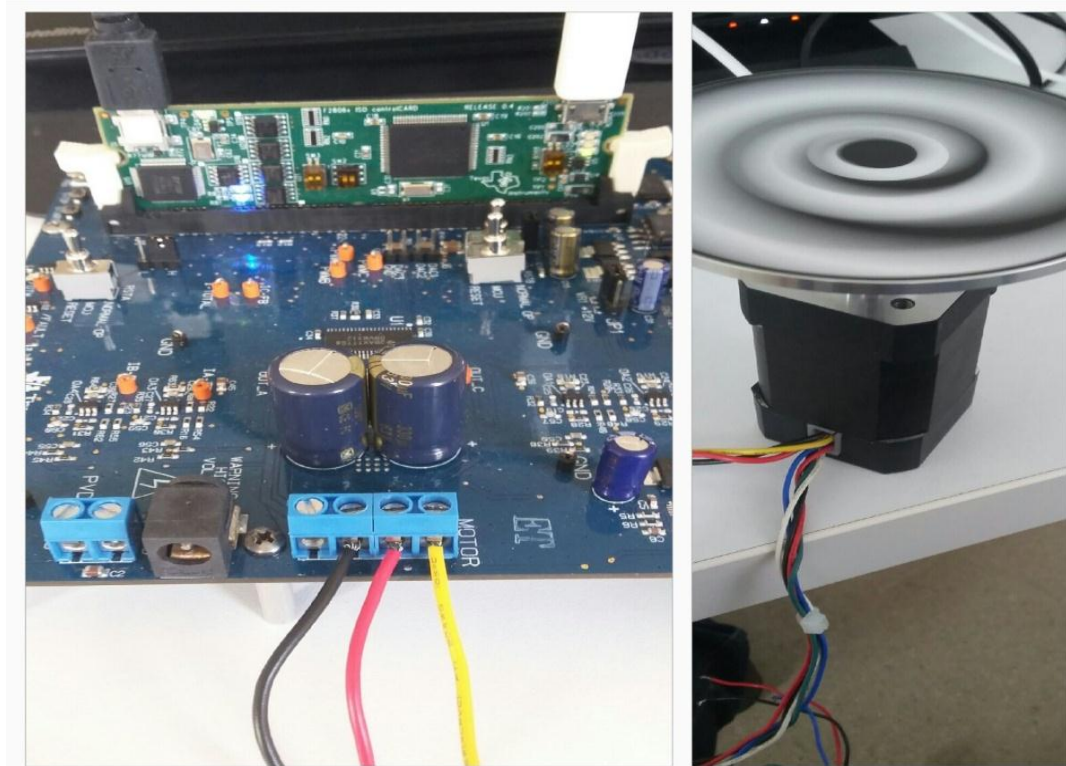
Çizelge 2.1’de özellikleri verilen KMSM için AYK algoritması Texas Instruments 12KB RAM’e sahip 32 bit 60 MHz çevrim süresine sahip TMS320F28027 mikrodenetleyici üzerinde gerçekleştirilmiştir. Deneyde elektronik kart üzerindeki ADC’ler yardımıyla akım ve gerilim değerleri okunmuştur. Okunan gerilim ve akım değerleri KKG yardımıyla rotor pozisyonunu tahmin etmede ve motorun yüksüz durumda çektiği akım değerlerini gözleme de kullanılmıştır. KKG yardımıyla rotor pozisyonu elde edildiğinden AYK için gerekli olan bu bilgiyi almak için enkoder kullanılmamış ve sensörsüz olarak deney gerçekleştirilmiştir. Resim 6.1’de deneyin gerçekleştirildiği KMSM ve TMS320F28027 temelli mikrodenetleyici kullanan sürücü elektroniğine ait görseller bulunmaktadır. Bu deney aynı zamanda TI C2000 serisi bir başka mikrodenetleyici olan TMS320F28069M kullanan ve Resim 6.2’de görseline yer verilen sürücü elektroniğinde de denenmiş ve TMS320F28027 mikrodenetleyici kullanan sürücü elektroniği ile benzer sonuçlar elde edilebilmiştir. Bu deneydeki sonuç grafikleri Resim 6.1 ile verilen deney düzeneği ile edilmiş olan sonuç grafikleridir.

Bu deneyde, Şekil 6.1 ile verilen AYK ayrık zaman matematiksel modeli, TI, SIMULINK destek paketindeki bazı blokların da yardımıyla otomatik kod dönüşümü yapılarak gerçekleştirilmiştir. Otomatik kod dönüşümü için SIMULINK “Embedded Coder” araç kutusu gerekmektedir. “Embedded Coder” ile birlikte mikrodenetleyiciye kodun gömülebilmesi için TI çapraz derleyicisi olan “Code Composer Studio” programının da kurulu olması gerekmektedir. TI C2000 serisine yönelik kod üretirken TI SIMULINK destek paketi ile birlikte gelen bazı bloklardan yararlanılmıştır. Bu bloklar “ADC”, “PWM” ve “Hardware Interrupt” bloklarıdır.

Daha önce, Bölüm 5’de KMSM’nin matematiksel modeli oluşturularak gerçekleştirilen simülasyonların deney aşamasında ise Çizelge 2.1’de de belirtilen parametrelere sahip fiziksel bir KMSM kullanılmıştır. Kullanılan fiziksel KMSM’nin görseline Resim 6.1’de yer verilmiştir.







Resim 6. 1 : TI TMS320F28027 miktrodenetleyici barındıran KMSM sürücü elektroniği ve Çizelge 2.1’de verilen parmatrelere sahip KMSM içeren deney kiti



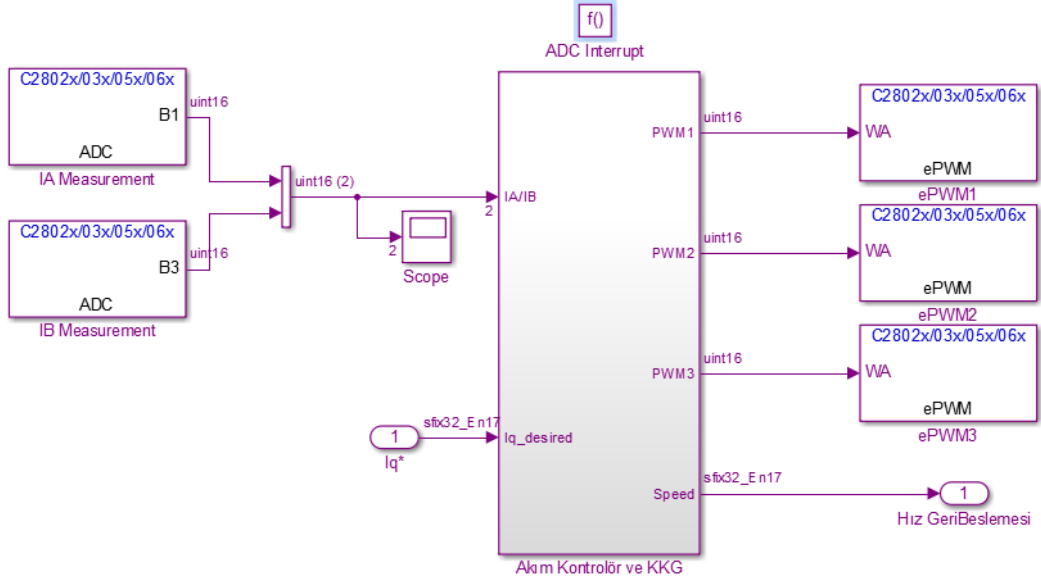
Resim 6. 2 : TI TMS320F28069M miktrodenetleyici barındıran KMSM sürücü elektroniği ve Çizelge 2.1’de verilen parmatrelere sahip KMSM içeren deney kiti

Sample Times

Color	Description	Value
	Discrete 1	0.2
	Asynchronous 1	Hardware Interrupt
	Constant	Inf
	Hybrid	N/A

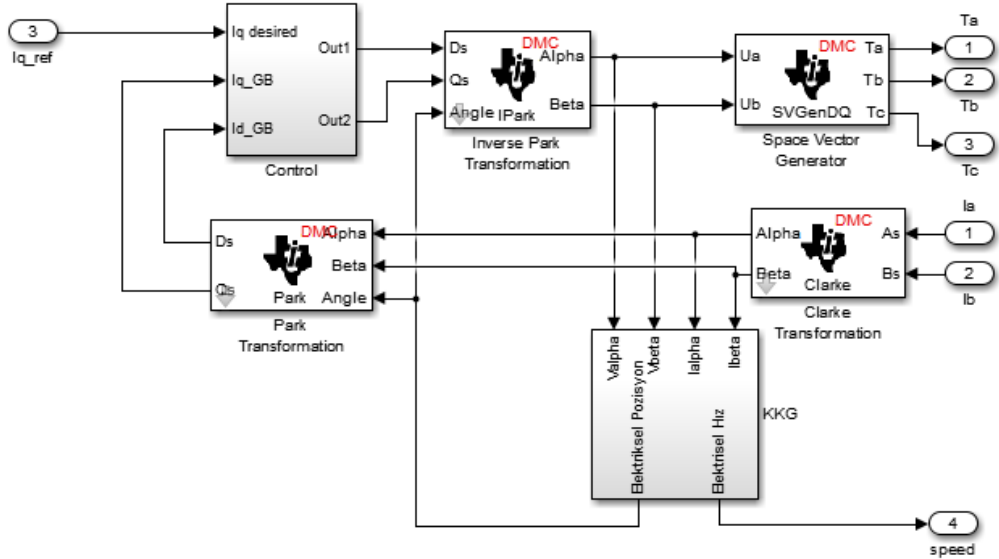
Şekil 6. 2 : Ayrık zaman modelinin örnekleme zamanları Şekil 6.1'deki renklendirmeye karşılık gelen gösterimi

Kontrolör tasarımı yapılırken hız döngüsü için doğal frekans, $W_n=6.85$ rad/sn olarak seçilmişti. Nyquist teoreminden yola çıkarak, teoride bu frekansın en az 2 katı olacak şekilde örnekleme frekansı seçilmelidir. Bu uygulamada ise, örnekleme frekası hız döngüsü için 5 Hz olarak seçilmiştir. Bu değer, teoremin önerdiğinin üzerinde, yaklaşık 4.5 katı olarak seçilmiş üzerinde bir değerdir. Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'den hız kontrolör döngüsü için örnekleme zamanının 0.2s olduğu yani 5Hz olduğu görülmektedir. Akım kontrolöründe ise, ADC üzerinden akım okuma yapılmakta ve bu okuma işlemi de daha önce tarif edilen TI destek paketiyle birlikte gelen "Hardware Interrupt" bloğuna bağlı olarak gerçekleştirilmektedir. Hardware Interrupt bloğuna bağlı olarak çalışması bu kısımda asenkron çalışma gerektirmektedir. Şekil 6.1 ve Şekil 6.2'de bu kısımların asenkron olarak görülmesinin sebebi de budur.Öte yandan, ADC üzerinden akım okuma işleminin "Lowside current sensing" yöntemi ile yani düşük taraftan yapılmakta olduğu belirtilmişti. Bu nedenle, şönt rezistörler üzerinden akım okuma işlemi PWM frekansı ile doğrudan ilişkilidir. Bu ilişki, kullanılan ADC bloklarında sunulan seçenek yardımıyla uygulanabilmiştir. Yani, daha önce 20kHz olarak uygulandığı belirtilen PWM frekansı bu kısım için aynı zamanda örnekleme frekansıdır. Akım kontrolörü için $W_n=68.5$ olarak seçilmişti, bu durumda, akım kontrolörü için 20kHz örnekleme frekansı kullanılmış oldu ve Nyquist teoreminin önerdiğinin zaten çok üzerinde olduğu da açıktır.



Şekil 6. 3 : TI destek paketi ile birlikte gelen ADC bloklarının akım okumada kullanılması

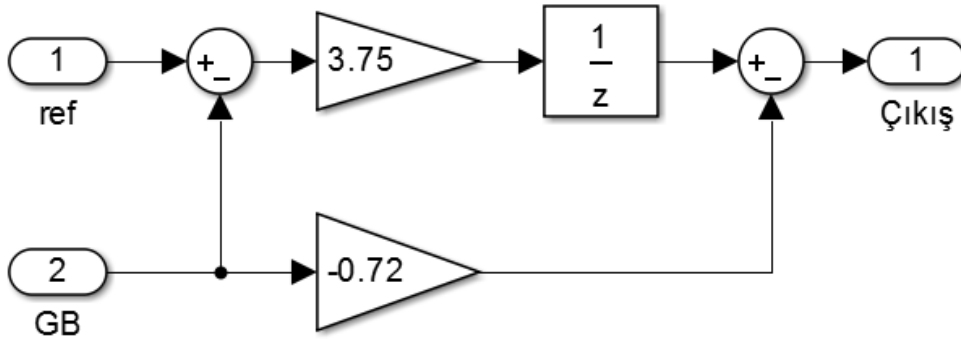
Şekil 6.3'deki bloklar yardımıyla okunan a ve b fazı akımları Şekil 3.1' de verilen AYK şemasında da olduğu gibi clarke ve park dönüşümlerine sırasıyla sokularak d ve q eksenine akım geribeslemeleri akım döngüsü PI kontrolörlerine sağlanmıştır.



Şekil 6. 4 : ADC üzerinden okunan a ve b fazı akımlarının d ve q eksenine dönüşümü yapılarak akım döngüsüne verilmesi

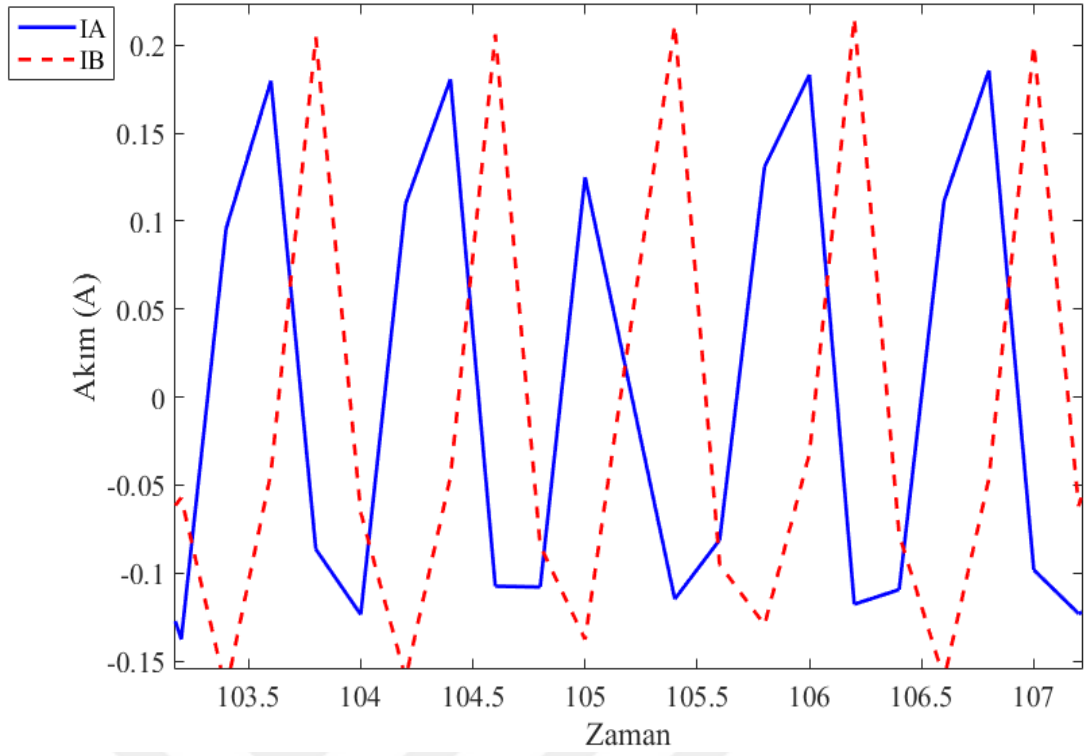
Şekil 6.4’de ADC üzerinden okunan I_a ve I_b akımlarının d ve q eksenine için gerekli dönüşümlere uğramasından sonra akım döngüsüne geribesleme olarak verilmesi görülmektedir.

Daha önce matematiksel modelde kullanılan ve sürekli zaman simülasyonlarında yer verilen iki serbestlik dereceli PI kontrolör olarak literatürde yer verilen PI kontrolör tasarımı Şekil 6.5’deki gibi ayrık zaman PI kontrolör olarak tasarlanmış ve otomatik kod dönüşümü yapılacak modele yerleştirilmiştir. Deneyde de, tıpkı matematiksel modelin sürekli zaman simülasyonunda olduğu gibi sadece akım döngüsü için iki serbestlik dereceli PI kontrolöre yer verilmiştir.

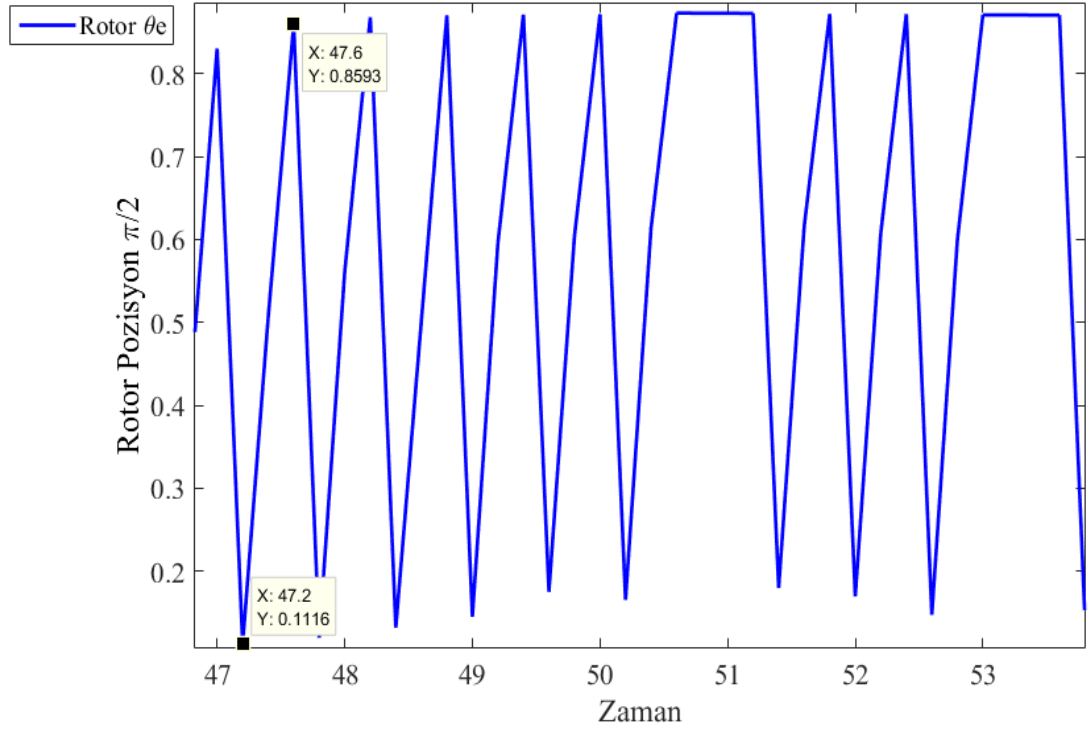


Şekil 6. 5 : Akım kontrol döngüsü PI kontrolör ayrık zaman matematiksel modeli

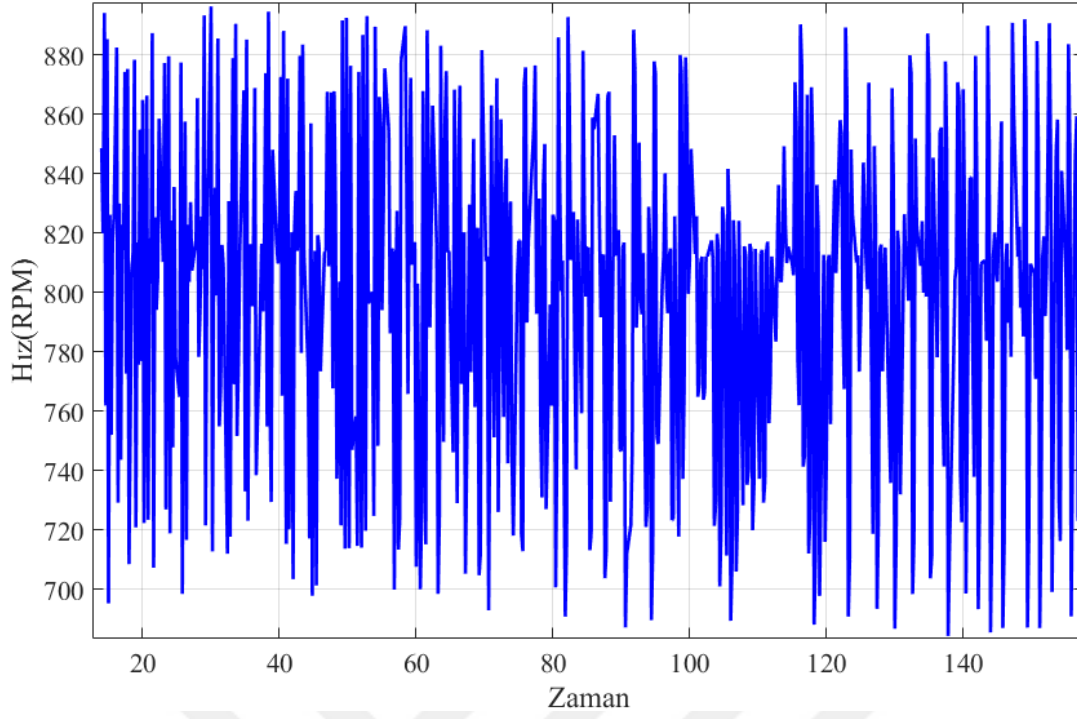
Daha önce Bölüm 3’de kontrolör tasarımında elde edilen akım döngüsü kazanç değerleri ve hız döngüsü kazanç değerleri tıpkı sürekli zaman matematiksel model simülasyonlarında olduğu gibi deney için de birebir hesaplandığı gibi ele alındı. Deney için hazırlanan modele Bölüm 3’de elde edilen bu kazanç değerleri yerleştirildi ve otomatik kod dönüşümü ile model TMS320F28027 mikrodenetleyici temelli kontrol kartına gömülmüştür. Deneyde, sürekli zaman matematiksel model simülasyonlarından farklı olarak referans sabit 800 RPM verilmiştir. Bu işlemler sonucunda motorun kontrolüne ilişkin sonuçlar Şekil 6.6, 6.7 ve 6.8’deki gibi verilmiştir. Şekil 6.6’da ADC üzerinden okunan akım değerlerine bağlı olarak çizdirilen grafiğin daha önce Bölüm 3’de Şekil 3.14 ile verilen sistemin oturma zamanı sonrasında verdiği akım grafiği ile benzer olduğu görülmüştür.



Şekil 6. 6 : Deney kiti üzerinde bulunan ADC'ler üzerinden okunan Ia ve Ib akım grafiği



Şekil 6. 7 : Deney sırasında KKG rotor elektriksel açısı bilgisi grafiği



Şekil 6. 8 : Deneyde referans olarak verilen 800RPM hız'ın kontrolör tarafından gerçekleştirilen takip grafiği

7. SONUÇ ve ÖNERİLER

Sonuç olarak, yüksek tork-hacim oranına sahip olan KMSM'lerin kullanımı, günümüzde artan çevresel farkındalık, hassas ve titreşimsiz kontrol gerektiren uygulamalar ve dar kullanım alanın zorunlu kılındığı uygulamalarda, diğer fırçalı doğru akım motorları ve adım motorlarına karşı avantajlar sunmaktadır. Öte yandan, karşılaştırıldığı motor tiplerine göre KMSM'ler doğrusal olmayan yapılarından dolayı diğer motor tiplerinden daha karmaşık kontrol algoritmalarına ihtiyaç duyarlar. Bu çalışmada, KMSM doğrusal olmayan dinamik denklemlerine göre doğrusal olmayan KMSM'nin matematiksel modellenmesi ve bu model üzerine Bölüm 3'de Şekil 3.1'de de paylaşılan alan yönlendirmeli kontrol algoritmasının içerisinde barındırdığı akım döngüsü, hız döngüsü PI kontrolör parametrelerinin elde edilmesine yer verilmiş ve aynı zamanda sistem geribeslemesi ile AYK için gerekli park clarke matematiksel dönüşümlerinde kullanılan rotor elektriksel pozisyon bilgisi kayan kipli gözleyici yardımıyla sağlandığından, KKG tasarımı yapılmıştır. Yapılan kontrolör ve gözleyici tasarımları Çizelge 2.1'de verilen değerlere göre ele alınan bir KMSM için hazırlanmıştır. Tasarımların sürekli zaman matematiksel model simülasyonlarına Bölüm 5'de yer verilmiş ve çıkarımlar yapılmıştır. Daha sonra sürekli zaman matematiksel model simülasyonlarında doğrulanan tasarım Çizelge 2.1'deki özelliklere sahip fiziksel bir KMSM ve sürücü elektroniği için gerçekleştirilerek deney sonuçları paylaşılmıştır. KKG sayesinde, sistem geribeslemesi için ve matematiksel dönüşümler için gerekli olan hız ve rotor açısı bilgisi enkoder gibi bir sensöre gereksinim duyulmadan sensörsüz olarak sağlanmıştır. Sensörsüz kullanımın öne çıkan avantajları ise, maliyet etkin olması ve çoğu zaman yerden avantaj sağlamasıdır. Günümüz dayanıklı ev aletleri uygulamalarında oldukça yer verilen bu teknoloji için teoriden deneye kadar olan süreç anlatılmaya çalışılmıştır. Bu noktada, KKG kullanılan uygulamaların dezavantajı olarak ise rotorun ilk pozisyonunun bilinmeyişi karşımıza çıkmaktadır. Bu durum da, kalkıştaki kontrolör performansını etkileyebilen bir faktördür. Bu çalışmada gerekmemiş olsa da, KKG ve kontrolör parametreleri bu sebepten ötürü, zaman zaman hesaplanan değerler

üzerinden bir miktar elle ayar gerektirebilir. Bunun yanı sıra literatürde de sıklıkla KKG dinamik denklemleri sonucunda rotor açısı bilgisine geçerken standart olarak Denklem (4.8) verilmektedir. Fakat buradaki düzenlemenin Denklem (4.9)'a göre yapılması geri-EMK sinyalleri negatif ise de rotor pozisyon bilgisinin doğru çıkarımına yaramaktadır. Ayrıca KKG dinamik denklemlerinde Denklem (4.5) ve (4.6) da yer verilen “ $\text{signum}(x)$ ” fonksiyonu yerine “ $\text{sigmoid}(x)$ ” ya da “ $\text{tanh}(x)$ ” fonksiyonlarının kullanımının verdiği sonuçlar daha başarılı bulunmuştur.

Kontrolör tasarımı tarafında, sürekli zaman matematiksel model simülasyon sonuçlarında görülen bazı döngü doğal frekans seçimlerinde kontrolörün referans takibi yapamadığına dair sonuçlar gözlemlenmiştir. Aynı zamanda, kontrolör tasarımının eksik sönümlü durum için ve kritik sönümlü durum için benzer doğal frekanslarda nasıl sonuçlar ortaya çıkardığı gözlemlenmiştir.

Bu çalışmada, sensörsüz kontrol için KKG kullanımına yer verilmiştir. Buna benzer olarak, KKG kullanımı yerine kalman filtre, Lu en berger gözleyici kullanımı da çalışmalar sırasında yapılan literatür taramalarında dikkat çekmiştir. Sensörsüz kullanım için ele alınan bu yöntemlerin performanslarının birbirleriyle karşılaştırılması ve ayrıca, sensörsüz kullanım ile sensörlü kullanımın karşılaştırılmasına yönelik çalışmaların ileride sürdürülmesi hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Y. Honda, T. Nakamura, T. Higaki, Y. Takeda**, 1997, "Motor Design Considerations and Test Results of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles", IEEE- IAS Annual Meeting, New Orleans (LA), pp. 75-82
- [2] **C. Mademlis, J. Xypteras, N. Margaris**, 2000, "Loss Minimization in Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 1, pp. 115-122.
- [3] **M. Hafner, T. Finken, M. Felden, K. Hameyer**, 2011., "Automated Virtual Prototyping of Permanent Magnet Synchronous Machines for HEVs", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, No. 5, pp. 1018-1021,
- [4] **Xianglei Zhang, Kai Wang, Yanan Zhao**, 2011, "Electrical vehicle crash test technique research," in Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT), 2011 International Conference on , Vol.8, No., pp.4393-4396, 12-14
- [5] **M. Zeraoulia, M. Benbouzid, and D. Diallo**, 2006, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 55, No. 6, pp. 1756-1764
- [6] **Liu, X., Chen, H.; Zhao, J.; Belahcen, A.**, 2016, "Research on the Performances and Parameters of Interior PMSM Used for Electric Vehicles", in Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.PP, no.99, pp.1-1 ,
- [7] **Mocanu, R.; Onea, A.**, 2015, "Passivity Based Torque Control of PMSM used in electrical vehicles," in System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2015 19th International Conference on , vol., no., pp.803-810, 14-16
- [8] **P. Pillay and R. Krishnan**, 2004, "Control characteristics and speed controller design for high performance permanent magnet synchronous motor drive". IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 19, No. 1
- [9] **T. C. T. Ng, F. H. F. Leung and P. K. S. Tam**, 1997, "A simple gain scheduled PID controller with stability consideration based on a grid-point concept," Industrial Electronics, 1997. ISIE '97., Proceedings of the

IEEE International Symposium on, Guimaraes pp. 1090-1094
vol.3.

- [10] **B. Akin, and M. Bhardwaj**, 2013 “Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors”, Texas Instruments, Application Notes. SPRABQ3,
- [11] **V. Srikanth and A. A. Dutt**, 2012, "A comparative study on the effect of switching functions in SMO for PMSM drives," 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru. pp. 1-6.
- [12] **R.K. Sharma, V. Sanadhya, L. Behera and S. Bhattacharya**, 2008, “Vector control of a permanent magnet synchronous motor”, in Proc. INDICON, pp. 81-86
- [13] **M. Brasel**, "A gain-scheduled multivariable LQR controller for permanent magnet synchronous motor," 2014 19th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), Miedzydroje, 2014, pp. 722-725.
- [14] **P. Kumar, S. Dhundhara and R. Makin**, 2016, "Performance analysis of PMSM drive based on FOC technique with and without MRAS method," 2016 International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE), Jaipur , pp. 1-6.
- [15] “Clarke & Park transforms on the TMS320C2xx”, Texas Instruments Application Report. BPRA048, 1997
- [16] “Vector Control for Permanent Magnet Synchronous Motor with Encoder (Algorithm)” Renesas, Application Notes, R01AN3789EJ0101 Rev.1.01
- [17] **Dong Jiang, Zhengming Zhao and Fei Wang**, 2008, "A Sliding Mode Observer for PMSM speed and rotor position considering saliency," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, pp. 809-814.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Mehmet Oğuz GİRGIN
Uyruğu : Türkiye Cumhuriyeti
Doğum Yeri ve Tarihi : 04.09.1992 Kırşehir
E-posta : m.oguzgirgin@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Lisans : 2015, TOBB ETÜ, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Yüksek Lisans : 2018, TOBB ETÜ, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Öğrencisi

MESLEKİ DENEYİM

Yıl	Yer	Görev
2018-	ROKETSAN A.Ş.	Elektrik-Elektronik Mühendisi
2016-2017	OTOKAR A.Ş.	Elektrik-Elektronik Mühendisi
2015-2016	FİGES A.Ş.	Elektrik-Elektronik Mühendisi

YABANCI DİL: İngilizce, Almanca

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR:

- **Mehmet Oğuz Girgin¹, Artun Sel², Coşku Kasnakoğlu³**, 2017, Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar İçin Kazanç Tabloları Sensörsüz PI Kontrol, Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Ulusal Toplantısı (TOK 2017) İstanbul, Türkiye.