



**ELEKTRİKLİ TAŞIT UYGULAMALARI İÇİN
DAHİLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA
MODEL ÖNGÖRÜLÜ TORK KONTROL
STRATEJİLERİ**

Uğur Ufuk KÖRPE

**2022
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Danışmanlar
Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ
Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ**

**ELEKTRİKLİ TAŞIT UYGULAMALARI İÇİN DAHİLİ MİKNATISLI
SENKRON MOTORLARDA MODEL ÖNGÖRÜLÜ TORK KONTROL
STRATEJİLERİ**

Uğur Ufuk KÖRPE

**T.C.
Karabük Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Yüksek Lisans Tezi
Olarak Hazırlanmıştır**

**Danışmanlar
Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ
Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ**

**KARABÜK
Haziran 2022**

Uğur Ufuk KÖRPE tarafından hazırlanan “ELEKTRİKLİ TAŞIT UYGULAMALARI İÇİN DAHİLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA MODEL ÖNGÖRÜLÜ TORK KONTROL STRATEJİLERİ ” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ

2. Danışman, Kırşehir Ahi Evran Üniversitesi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Oy Birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 23/06/2022

Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Doç. Dr. Adem DALCALI (BANÜ)

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ozan GÜLBÜDAK (KBÜ)

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ (KBÜ)

KBÜ Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Hasan SOLMAZ

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Uğur Ufuk KÖRPE

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ELEKTRİKLİ TAŞIT UYGULAMALARI İÇİN DAHİLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA MODEL ÖNGÖRÜLÜ TORK KONTROL STRATEJİLERİ

Uğur Ufuk KÖRPE

Karabük Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışmanlar:

Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ

Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ

Haziran 2022, 93 sayfa

Elektrikli araçlarda yaygın olarak kullanılan motorlar indüksiyon motoru (IM) ile sabit mıknatıslı senkron motorlardır (SMSM). SMSM'ler yüksek verimliliğe, yüksek tork yoğunluğuna ve düşük akustik gürültüye sahip olması gibi avantajları sebebiyle öne çıkmaktadır. SMSM'ler ise kendi içerisinde rotordaki sabit mıknatısın konumuna göre iki grupta sınıflandırılabilirler: 1) Yüzeye monteli sabit mıknatıslı senkron motor (YMSM), 2) Dahili mıknatıslı senkron motor (DMSM). Akım başına maksimum tork (ABMT) stratejisi DMSM'ye uygulanarak eksen akımlarının aynı anda kontrol edilmesiyle relüktans tork ve mıknatıs torku aynı anda verimli bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Her iki tork bileşenin kontrol edilmesiyle birlikte motorun tork yoğunluğu ve verimi YMSM'lere göre artmaktadır.

AA sürücü sistemi uygulamalarında geleneksel kontrol stratejileri olan alan yönlendirmeli kontrol (AYK) ve doğrudan tork kontrol (DTK) sıklıkla kullanılmaktadır. Günümüzde gelişen sayısal işlemci endüstrisi sayesinde alternatif olarak model öngörülü kontrolün (MÖK) popülaritesi artmaktadır. MÖK birden fazla öngörülü kontrol metodunu kapsarken bunlardan en popüler hale gelen sonlu kontrol set MÖK (SKS-MÖK) metodudur. SKS-MÖK’de amaç invertörün doğasından kaynaklı sınırlı sayıdaki anahtarlama durumlarının oluşturduğu akımları tahmin etmektir. Daha sonrasındaysa optimizasyon kriteri olan maliyet fonksiyonunu en aza indiren akım tahminini oluşturan anahtarlama durumu seçilerek invertöre doğrudan uygulanır. SKS-MÖK’nin birçok avantajı bulunmakla birlikte en büyük dezavantajı olarak modülatör bloğunun sistemde bulunmaması sebebiyle kontrol sisteminin değişken anahtarlama frekansına sahip olması söylenebilir. Bu sistemin kalıcı durum performansını zayıflatmaktadır. Bunun önüne geçebilmek için sisteme modülatör bloğunun eklenmesiyle ortaya çıkan kontrol metoduna modüleli model öngörülü kontrol (MMÖK) adı verilmektedir. Bu çalışmanın ilk kısmında 4,1 kW’lık prototip DMSM’nin SKS-MÖK ve MMÖK metotlarıyla sabit tork bölgesinde kontrolü yapılarak, her iki kontrol metoduyla tasarlanan sistemlerin performans karşılaştırması yapılmıştır. Geniş çaplı yapılan simülasyon sonuçlarından sonra MMÖK metoduyla tasarlanan kontrol sisteminin, SKS-MÖK metoduyla tasarlanan kontrol sistemine göre stator akımlarındaki toplam harmonik bozulma (THB) oranını azalttığı, elektromanyetik torkdaki dalgalanmaları düşürdüğü ve işlemci üzerindeki matematiksel yükü önemli ölçüde hafiflettiği ispatlanmıştır.

DMSM’nin ABMT stratejisi uygulanarak sabit tork bölgesinde kontrol edilebilmesi için farklı algoritmalar bulunmaktadır. Fakat bu algoritmaların önemli bir kısmı motor parametrelerinin değişimini ihmal etmektedir ve bundan dolayı yanlış ABMT noktalarında sistem çalışmaktadır. Arama algoritmaları motor parametrelerinden etkilenmeden ABMT noktasını arayan algoritmalarlardır. Arama algoritmalarından karıştır ve gözle (K&G) algoritmasının, kolay uygulanabilir olması ve diğer uygulama alanlarında etkinliğini göstermesi gibi avantajları bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında ayrıca motor parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeyecek K&G tabanlı arama algoritması geliştirilmiş ve ABMT noktalarının anlık araması yapılmıştır. İlk olarak algoritma motorun sabit akımda torku maksimize eden K&G algoritmasından lokal

maksimum noktasının bulunması amaçlanmıştır. Böylece sabit stator akımında maksimum elektromanyetik torku verecek olan optimum akım açısı (β)'nın araması yapılmıştır. Geliştirilen algoritmada kontrol sisteminin girişi stator akım komutu olacak şekilde tasarlanmıştır. Fakat elektrikli araçlarda giriş tork komutu olduğundan dolayı arama algoritması tabanlı ikinci bir algoritma daha tez çalışması kapsamında geliştirilmiştir. Geliştirilen bu algoritmada ise motorun sabit torkta stator akımını minimize ederek, algoritmanın lokal minimum noktasını bulması hedeflenmiştir. Kontrol sisteminden talep edilen sabit elektromanyetik torku minimum stator akımında verecek olan optimum β 'nin araması yapılarak sürücü sisteminin veriminin anlık olarak optimize edilmesi başarılmıştır. Bu geliştirilen algoritmalar MMÖK metoduyla tasarlanan sürücü sistemine entegre edilmiş ve her iki metodun dinamik durum ve kalıcı durumda performans analizi yapılmıştır. Geniş çaplı yapılan simülasyon sonuçları ile geliştirilen kontrol stratejilerinin sistemin kalıcı durum performansını geliştirerek optimum β aramasını yaptığı ispatlanmıştır.

Anahtar Sözcükler : Model öngörülü kontrol, modüleli model öngörülü kontrol, dahili mıknatıslı senkron motor, akım başına maksimum tork, arama algoritması.

Bilim Kodu : 90526

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

THE MODEL PREDICTIVE TORQUE CONTROL STRATEGIES IN INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FOR ELECTRIC VEHICLE APPLICATIONS

Uğur Ufuk Körpe

Karabük University

Institute of Graduate Programs

Department of Electrical-Electronics Engineering

Thesis Advisors:

Assist. Prof. Dr. Mustafa GÖKDAĞ

Assist. Prof. Dr. Mikail KOÇ

June 2022, 93 pages

Commonly used machines in electric vehicles are induction machines (IM) and permanent magnet synchronous machines (PMSM). PMSMs are superior due to their advantages such as high efficiency, high torque density and low acoustic noise. These machines can be categorised into two groups based on the location of the permanent magnets in the rotor: 1) Surface mounted permanent magnet synchronous machines (SPM), 2) Interior mounted permanent magnet synchronous machines (IPM). Reluctance torque and magnetizing torque can be efficiently controlled simultaneously by controlling dq- axes currents with maximum torque per ampere (MTPA) strategy. By doing so the torque density and the efficiency of these machines can be increased compared to SPM machines.

Field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) are common control strategies in AC drive system applications. In recent years, owing to the advances in digital processor industry, the popularity of the model predictive control (MPC) is drastically increasing. MPC includes many predictive control strategies. Among these predictive control strategies Finite Control Set MPC (FCS-MPC) is the most popular one. The aim of FCS-MPC method is to estimate the currents generated by a limited number of switching states. After the estimations, the switching state that creates the current estimation minimizing the cost function, which is the optimization criterion, is selected and applied to the inverter. FCS-MPC has many advantages, however the system does not have a modulator block. Therefore, the steady-state performance of the system reduces. In order to improve the steady state performance of the system, modulated model predictive control (MMPC) is proposed that adds the modulator block to the FCS-MPC method. In the first part of this study, the 4,1 kW prototype IPM is controlled in the constant torque region with FCS-MPC and MMPC methods and the performances of these control systems are compared. After extensive simulation results, it has been validated that the control system designed with the MMPC method much reduces the THD ratios on the stator currents, the ripples in the electromagnetic torque and reduces the computational burden on the processor compared to the control system designed with the conventional FCS-MPC method.

There are different algorithms in the literature to achieve MTPA operation of IPMSMs in constant torque region. However, an important part of these algorithms does not consider parameter nonlinearities and therefore the control system operates at wrong MTPA points. Search algorithms track for MTPA points online without the need for machine parameters. Among these algorithms, the perturbation and observation (P&O) algorithm has advantages such as simple implementation and its effectiveness. Therefore, a P&O based search algorithm, which is robust to parameter variations, is implemented and MTPA points are searched online. The first part of search algorithm based control strategy is based on the operation on the constant stator current magnitude where the local maximum point is searched. The optimum β that will give the maximum electromagnetic torque at constant stator current has been searched. In this algorithm the input of the control system is designed to be the stator current magnitude. However, since the input is electromagnetic torque command in electric

vehicle traction applications, a second algorithm has been developed and implemented in the thesis. The second algorithm is designed based on the constant electromagnetic torque curve of the machine where the local minimum point is searched. The optimum β minimizes the stator current magnitude to produce command torque. The search based algorithms have been integrated into the MMPC based drive systems and transient/steady-state performances of the proposed drives are evaluated. It has been validated through extensive simulations that the proposed control strategies achieves finding optimal β where the system efficiency is increased.

Key Word : Model predictive control, modulated model predictive control, interior permanent magnet synchronous motor, maximum torque per ampere, search algorithm.

Science Code : 90526

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının planlanmasında, araştırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalışmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren sayın hocalarım Dr. Öğr. Üyesi Mustafa GÖKDAĞ ve Dr. Öğr. Üyesi Mikail KOÇ'a ayrı ayrı sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Değerli anneme ve babama manevi hiçbir yardımı esirgmeden her zaman yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

Bu çalışma; 118E858 proje numaralı Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Programı (1001) aracılığıyla Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiştir.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vii
TEŞEKKÜR.....	x
İÇİNDEKİLER	xi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xiv
ÇİZELGELER DİZİNİ	xvii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xviii
BÖLÜM 1	1
1.1. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	1
1.2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ... 2	
1.3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL (MÖK)	5
1.4. MODULELİ MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL (MMÖK).....	11
1.5. AKIM BAŞINA MAKSİMUM TORK (ABMT)	14
1.6. TEZİN AMACI VE ORGANİZASYONU	16
BÖLÜM 2	18
2.1. SİSTEMİN MATEMATİKSEL MODELİ	18
2.1.1. Dahili Mıknatıslı Senkron Motorun (DMSM) Matematiksel Modeli.....	18
2.1.2. DMSM'nin Ayrık Zaman Matematiksel Modeli	22
2.1.3. İnvörtörün Matematiksel Modeli.....	23
2.2. UYGULANAN KONTROL STRATEJİLERİ	25
2.2.1. Sonlu Kontrol Set Model Öngörülü Kontrol (SKS-MÖK) Metodu ve Simülasyon Sonuçları.....	25
2.2.1.1. SKS-MÖK Çalışma Mantığı.....	26

2.2.1.2. SKS-MÖK Metoduyla Tasarlanan Sistemin Simülasyon Sonuçları	27
2.2.2. Moduleli Model Öngörülü Kontrol (MMÖK) Metodu ve Simülasyon Sonuçları	32
2.2.2.1. MMÖK Metoduyla Çalışma Mantığı	32
2.2.2.2. MMÖK Metoduyla Tasarlanan Kontrol Sisteminin Simülasyon Sonuçları	35
2.3. SKS-MÖK VE MMÖK METOTLARIYLA TASARLANAN SİSTEMLERİN PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI	38
2.4. MMÖK METODU İÇİN MOTOR PARAMETRE DEĞİŞİMLERİNİN KONTROL SİSTEMİNE ETKİSİ	46
BÖLÜM 3	51
3.1. K&G İLE ABMT METODU	51
3.2. MOTORUN OPTİMUM β İLE TORKU MAKSİMİZE EDEN K&G ALGORİTMASI İLE KONTROLÜ	55
3.2.1. Sabit Stator Akımında Torku Maksimize Eden K&G Algoritmasıyla Tasarlanan Kontrol Sistemi İçin Simülasyon Sonuçları	59
3.2.2. Motor Parametre Değişimlerinin Kontrol Sistemine Etkisi	64
3.3. MOTORUN OPTİMUM β İLE STATOR AKIM GENLİĞİNİ MİNİMİZE EDEN K&G ALGORİTMASI İLE KONTROLÜ	68
3.3.1. Sabit Torkta Stator Akımını Minimize Eden K&G Algoritmasıyla Tasarlanan Kontrol Sistemi İçin Simülasyon Sonuçları	73
3.3.2. Parametre Değişimlerinin Kontrol Sistemine Etkisi	76
BÖLÜM 4	81
4.1. SONUÇLAR	81
4.2. MPC İLE İLGİLİ GELECEKTE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR	82
4.3. ARAMA ALGORİTMASIYLA İLE İLGİLİ GELECEKTE YAPILACAK ÇALIŞMALAR	83
KAYNAKLAR	84

	<u>Sayfa</u>
ÖZGEÇMİŞ	93

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 1.1. Rotordaki kalıcı mıknatısın yerleşimine göre SMSM tipleri: a) Yüzeye Mıknatıslı Senkron Motor, b) Dahili Mıknatıslı Senkron Motor [12].....	2
Şekil 1.2. AYK yöntemi blok diyagramı	3
Şekil 1.3. Histerisiz tabanlı DTK yöntemi blok diyagramı.....	4
Şekil 1.4. Öngörülü kontrol metotları [25]	6
Şekil 1.5. DMSM'nin Sürekli Kontrol Set -MPC metodu ile akım kontrolü	7
Şekil 1.6. DMSM'nin SKS-MÖK metodu ile akım kontrolü	8
Şekil 1.7. DMSM'nin MMÖK metodu ile akım kontrolü	12
Şekil 1.8. DMSM çalışma bölgeleri.....	15
Şekil 2.1. DMSM'nin üç fazlı sistemde eşdeğer devresi	18
Şekil 2.2. $\alpha\beta$ ile dq- eksenlerinde stator akımları.....	20
Şekil 2.3. Üç fazlı iki seviyeli invertör topolojisi	24
Şekil 2.4. İnverterin anahtarlama durumları	25
Şekil 2.5. SKS-MÖK blok diyagramı	26
Şekil 2.6. Prototip motorun ön ve arka görüntüsü	28
Şekil 2.7. SKS-MÖK metoduyla $T_s= 30 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ile $n_{ref}= 1500$ devir/dk hızda ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Elektromanyetik tork grafiği, b) Rotor hız grafiği, c) Faz akımları grafiği, d) Kalıcı durumda yakınlaştırılmış faz akımları grafiği, e) d- eksen akım grafiği, f) q-eksen akım grafiği	30
Şekil 2.8. $T_s= 30 \mu s$ 'de ve $n_{ref}= 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A faz akımı THB değerleri; a) $T_e=10$ Nm tork değerinde THB değeri, b) $T_e=15,7$ Nm tork değerinde THB değeri	31
Şekil 2.9. MMÖK blok diyagramı	32
Şekil 2.10. İki seviyeli invertör anahtarlama vektörleri ve tanımlı sektörler.....	33
Şekil 2.11. MMÖK metoduyla $T_s= 100 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ile $n_{ref}= 1500$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Elektromanyetik tork grafiği, b) Rotor hız grafiği, c) Faz akımları grafiği, d) Kalıcı durumda yakınlaştırılmış faz akımları grafiği, e) d- eksen akım grafiği, f) q-eksen akım grafiği	36

Şekil 2.12. $T_s= 100 \mu s$ 'de ve $n_{ref}= 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A faz akımı THB değerleri; a) $T_e=10$ Nm tork değerinde THB değeri, b) $T_e=15,7$ Nm tork değerinde THB değeri	38
Şekil 2.13. $T_s= 50 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ve $T_e=15,7$ Nm'de A faz akımı grafikleri; a) SKS-MÖK metodu, b) MMÖK metodu.....	40
Şekil 2.14. $T_s=50 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Elektromanyetik tork grafiği, b) Rotor hız grafiği	40
Şekil 2.15. Farklı elektromanyetik tork ve örnekleme zamanlarında THB değerleri ; (a) SKS-MÖK, (b) MMÖK	42
Şekil 2.16. Rotor hızı ve elektromanyetik tork grafikleri	47
Şekil 2.17. Stator akım grafikleri; (a) Stator akım genliği, (b) dq- eksen akımları, c) $t<2$ faz akımları, d) $t>2$ faz akımları, e) Akım açısı	48
Şekil 2.18. Parametrelerin motor ve kontrolörde bilindiği sonuçlar; a) Elektromanyetik tork, b) Akım açısı, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akımları	49
Şekil 3.1. Elektromanyetik tork ve bileşenleri	52
Şekil 3.2. a) Sabit stator akım eğrisi, b) Sabit elektromanyetik tork eğrisi	55
Şekil 3.3. Farklı stator akım genliklerine göre ABMT noktaları	56
Şekil 3.4. Motorun optimum β ile torku maksimize eden K&G algoritmasının akış diyagramı	57
Şekil 3.5. Motorun optimum β ile torku maksimize eden K&G algoritması	58
Şekil 3.6. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla birleştirilen kontrol sistemi.....	59
Şekil 3.7. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s= 100 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Rotor hız grafiği, b) Elektromanyetik tork	61
Şekil 3.8. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s= 100 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de akım açısı grafiği	61
Şekil 3.9. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s= 100 \mu s$ 'de $n_{ref}= 1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de motor akım grafikleri; a) Faz akımları grafiği, b) Kalıcı durumda yaklaşılmış faz akımları grafiği, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akım grafiği.....	62
Şekil 3.10. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s= 100 \mu s$ 'de ve $n_{ref}= 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A fazı akımı THB değerleri; (a) $T_e=10$ Nm tork değerinde THB değeri, (b) $T_e=15,7$ Nm tork değerinde THB değeri.....	63

- Şekil 3.11. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s = 100 \mu s$ 'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk ve $T_e = 15,7$ Nm'de kontrol sistemine ait grafikler; a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik tork grafikleri, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akımları, e) Akım açısı 67
- Şekil 3.12. Farklı elektromanyetik tork değerlerine göre ABMT noktaları..... 69
- Şekil 3.13. Motorun optimum β ile stator akım büyüklüğünü minimize eden K&G algoritması akış diyagramı 70
- Şekil 3.14. Motorun sabit elektromanyetik tork eğrisinde K&G algoritması 71
- Şekil 3.15. Optimum β ile stator akım genliğini minimize eden K&G algoritmasıyla birleştirilen kontrol sistemi 72
- Şekil 3.16. Sabit torkta stator akımını minimize eden K&G algoritmasıyla $T_s = 100 \mu s$ 'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk ve $T_e = 10$ Nm ile $T_e = 15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Rotor hız grafiği, b) Elektromanyetik tork grafiği 73
- Şekil 3.17. Sabit torkta stator akımını minimize eden K&G algoritmasıyla $T_s = 100 \mu s$ 'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk ve $T_e = 10$ Nm ile $T_e = 15,7$ Nm'de motor akım grafikleri; a) Faz akımları grafiği, b) Kalıcı durumda yaklaşıtırlmış faz akımları grafiği, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akım grafiği 74
- Şekil 3.18. Sabit stator akım eğrisi tabanlı K&G algoritmasıyla $T_s = 100 \mu s$ 'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk ve $T_e = 10$ Nm ile $T_e = 15,7$ Nm'de akım açısı grafiği 74
- Şekil 3.19. Sabit torkta stator akımını minimize eden K&G algoritmasıyla $T_s = 100 \mu s$ 'de ve $n_{ref} = 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A faz akımı THB değerleri; (a) $T_e = 10$ Nm tork değerinde THB değeri, (b) $T_e = 15,7$ Nm tork değerinde THB değeri 76
- Şekil 3.20. Sabit elektromanyetik tork eğrisi tabanlı K&G algoritmasıyla $T_s = 100 \mu s$ 'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk ve $T_e = 15,7$ Nm'de kontrol sistemine ait grafikler; a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik tork grafikleri, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akımları, e) Akım açısı 78

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1. Anahtarlama durumlarına göre faz gerilim değerleri.....	25
Çizelge 2.2. Motor Parametreleri	28
Çizelge 2.3. Düşük tork değerlerinde her iki kontrol tekniği için THB oranları	43
Çizelge 2.4. Matematiksel Yük Karşılaştırması.....	45
Çizelge 3.1. Torku maksimize eden arama algoritmasının doğrulanması	64
Çizelge 3.2. Torku maksimize eden algorithmada parametre değişimlerinin etkisinin incelendiği simülasyon sonuçları	68
Çizelge 3.3. Stator akımını minimize eden arama algoritmasının doğrulanması	76
Çizelge 3.4. Stator akımını minimize eden algorithmada parametre değişimlerinin etkisinin incelendiği simülasyon sonuçları.....	79

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

β	: akım açısı
$V_{a,b,c}$: a-b-c faz gerilimleri
$I_{a,b,c}$: a-b-c faz akımları
$L_{a,b,c}$: a-b-c faz endükstanları
$e_{a,b,c}$: a-b-c faz geri elektromotor kuvvetleri
$\dot{i}_{a,b,c}$: a-b-c faz akımları
R_s	: stator faz direnci
θ_e	: rotor elektriksel açısı
ω_e	: rotor elektriksel hızı (rad/sn)
ω_m	: rotor mekanik hızı (rad/sn)
p	: kutup çifti sayısı
$V_{d,q}$: dq- eksen gerilimleri
$I_{d,q}$: dq- eksen akımları
$L_{d,q}$: dq- eksen endüktansları
ψ_m	: mıknatıs akısı
T_e	: elektromanyetik tork
J_m	: eylemsizlik momenti
T_l	: yük torku
B_m	: mekanik sürtünme katsayısı
T_s	: örnekleme zamanı
$I_{d,q}(k+1)$: tahmini yapılan dq- eksen akımları
$I_{d,q}(k)$: ölçülen dq- eksen akımları
$V_{d,q}(k)$: invertörün oluşturduğu dq- eksen gerilimleri
$V_{an,bn,cn}$: a-b-c faz-nötr gerilimleri
V_{DA}	: da bara gerilimi

- $S_{1,3,5}$: invertör üst anahtarları
 I_s : stator akım genliği
 G, g : maliyet fonksiyonu
 $I_{d,qref}$: referans dq- eksen akımları
 n_{ref} : referans rotor hızı (devir/dk)
 $d_{0,1,2}$: görev oranları

KISALTMALAR

DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım
SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
İM	: İndüksiyon Motoru
YMSM	: Yüzeye Monteli Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
DMSM	: Dahili Mıknatıslı Senkron Motor
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
DTK	: Doğrudan Tork Kontrol
THB	: Toplam Harmonik Bozulma
MÖK	: Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control - MPC)
SKS-MÖK	: Sürekli Kontrol Set Model Öngörülü Kontrol (Continuous Control Set MPC – CCS-MPC)
SKS-MÖK	: Sonlu Kontrol Set Model Öngörülü Kontrol (Finite Control Set MPC – SKS-MÖK)
UUK	: Uzaklaşan Ufuk Kontrolü (Recedin Horizon Control - RHC)
PI	: Oransal İntegral
YEK	: Yinelemeli En Küçük Kareler
MMÖK	: Modüleli Model Öngörülü Kontrol (Modulated Model Predictive Control -MMÖK)
ABMT	: Akım Başına Maksimum Tork
AZ	: Alan Zayıflatma
GBMT	: Gerilim Başına Maksimum Tork
ESC	: Ekstremum Arayan Kontrol
GD	: Dereceli Alçalma
MPPT	: Maksimum Güç Noktası Takibi
K&G	: Karıştır ve Gözle (Perturbation and Observation – K&G)
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

BÖLÜM 1

GİRİŞ

1.1. ELEKTRİKLİ ARAÇLAR VE SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Günümüzde ulaşım sektöründe çoğunlukla fosil yakıtlarla çalışan içten yanmalı motora sahip araçlar kullanılmaktadır ve bu motora sahip araçlar karbondioksit ve nitrojen oksit gibi çevreye ve insan sağlığına zarar veren ve sera gazı emisyonuna neden olan gazlar yaymaktadır [1]. Sera gazı emisyonu iklim değişikliğine neden olan hava kirliliğinde de önemli rol oynamaktadır. Günümüz dünyasının vazgeçilmez sektörlerinden biri olan ulaşım sektörünün tek başına toplam sera gazı emisyon üretiminin %27'sinden sorumlu olduğu rapor edilmiştir [2]. Ulaşım sektörünün genelinde kullanılan içten yanmalı motora sahip ulaşım araçlarının çevreye verdiği zararları en aza indirebilmek ve böylece sera gazı emisyonunu düşürerek bu sektörün iklim değişikliğine olan etkisini azaltabilmek önem arz etmektedir. Enerji dönüşümünde kullandıkları fosil yakıtların sürdürülebilir enerji kaynağı olmaması sebebiyle ulaşımda yenilenebilir ve sürdürülebilir enerji teknolojilerinin kullanımı en etkili alternatif olarak karşımıza çıkmaktadır. Ulaşım sektöründe yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımını arttırabilmek için içten yanmalı motora sahip araçlara alternatif olarak batarya, kontrol sistemi ve elektrik motoru alanlarında son yıllarda gerçekleştirilen teknolojik gelişmeler ile hibrit ve elektrikli araçlar gösterilebilmektedir [3,4].

Özellikle motor teknolojisindeki yenilikler ile elektrikli araç uygulamalarında kullanılacak olan motorların temel özellikleri arasında:

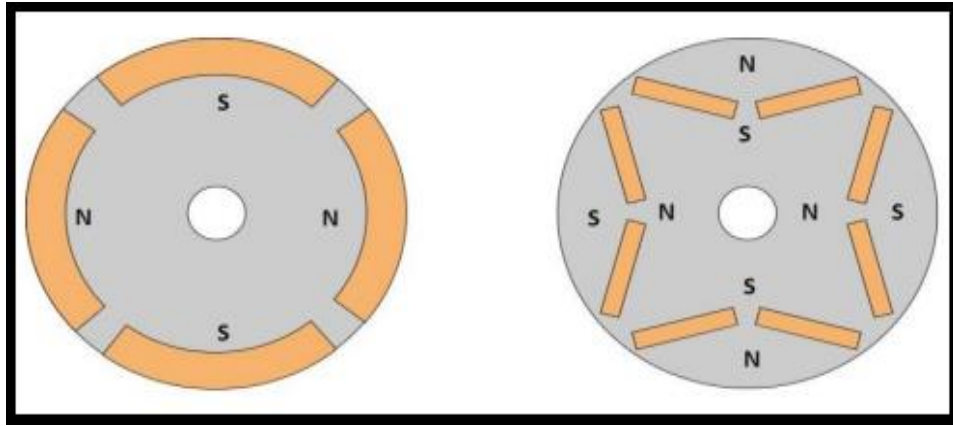
- Yüksek güç ve tork yoğunluğu,

- Kalkış anında, düşük hızlarda ve yokuş tırmanışta yüksek tork, yüksek hızda seyir için yüksek güç,
- Geniş hız ve tork aralığında yüksek verim,
- Sağlamlık ve güvenilirlik,
- Düşük maliyet

kriterleri öne çıkmaktadır [5]. Elektrikli araçların ulaşım sektöründe ilk kullanılmaya başlandığı 19. yüzyılda araçlarda kullanılan doğru akım (DA) motorlarının yerini günümüzde teknolojinin gelişmesi ile yukarıda belirtilen özelliklere sahip farklı tiplerde alternatif akım (AA) motorları almaya başlamıştır [6]. Bu AA motorlardan günümüzde elektrikli araç uygulamalarında çoğunlukla Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) ile İndüksiyon Motorları (İM) tercih edilmektedir. Sabit mıknatıslı senkron motorların diğer elektrik motorlarına göre avantajları arasında yüksek verimliliğe sahip olması, rotorunda kalıcı mıknatıs olması ve rotor sargılarının elimine olması sebebiyle düşük rotor bakır kaybına sahip olması, yüksek tork yoğunluğu ile yüksek güç yoğunluğuna sahip olması ve düşük akustik gürültüye sahip olması söylenebilir [7,8]. [9,10]'da elektrikli araç uygulamaları için yapılan çalışmalarda İM ile SMSM hız aralığı, verimlilik ve tork-güç yoğunluğu yönlerinden karşılaştırılmıştır. SMSM yüksek hızlara çıkıldıkça istenen çıkış gücünü üretebilirken, İM aynı hızda daha düşük çıkış gücü üretmektedir. Böylece SMSM'nin ürettiği çıkış gücünü İM'nin üretebilmesi için daha yüksek akım çekmesi gerekmektedir ve bu da stator ve rotordaki sargı kayıplarını arttırmaktadır. SMSM'nin rotorunda ise kalıcı mıknatıs bulunması sebebiyle, SMSM'nin rotor kayıpları İM'lere göre daha düşük olmaktadır. Bu karşılaştırma çalışmalarına göre İM'lerde bulunan sargılar yüksek akımlarda rotorun ısınma problemini doğurmaktadır. Her iki çalışma sonucunda da hız aralığı, verimlilik ve tork-güç yoğunluğu yönlerinden SMSM'nin İM'ye göre elektrikli araçlar için daha uygun olduğu gösterilmiştir.

SMSM'ler rotorlarında bulunan kalıcı mıknatısların konumuna göre kontrol açısından genellikle iki grupta sınıflandırılmaktadır [11]. Kalıcı mıknatıslar rotorun yüzeyine monteli bir şekilde ise bu motor tipine Yüzeye Mıknatıslı Senkron Motor (YMSM) adı verilmektedir. Kalıcı mıknatıslar rotorda daha önceden açılan oyukların içerisine yerleştirilmiş şekilde ise bu SMSM tipine Dahili Mıknatıslı Senkron Motor (DMSM)

adı verilmektedir. Şekil 1.1’de her iki motor için rotordaki kalıcı mıknatısların yerleşimi verilmiştir [12]. Rotorda daha önceden açılan oyukların içine yerleştirilen mıknatıslar sayesinde DMSM’lerde çıkıklık adı verilen yapı oluşmaktadır. Çıkıklık sayesinde DMSM’lerde d-eksen endüktans değeri ile q-eksen endüktans değeri YMSM’lerin aksine birbirlerine eşit olmamaktadır. Bu sayede kalıcı mıknatısın oluşturduğu mıknatıs torkunun yanında çıkıklığında getirmiş olduğu relüktans değişiminden kaynaklı relüktans tork ile DMSM’lere göre daha yüksek tork kapasitesine sahip olmaktadır [13]. Mıknatıs torku ile relüktans torkun da kontrol edilmesi YMSM’lere göre aynı akım değerinde daha yüksek tork üretilmesini sağlamaktadır. Aynı akım değerinde daha yüksek torkun üretilmesi ile çıkış gücü ve verim de artmış olmaktadır. Her iki tork bileşenin doğru tekniklerle kontrol edilebilmesiyle tork kapasitesi ve verim yönünden DMSM’ler YMSM’lere göre daha üstün olmaktadır.



a)

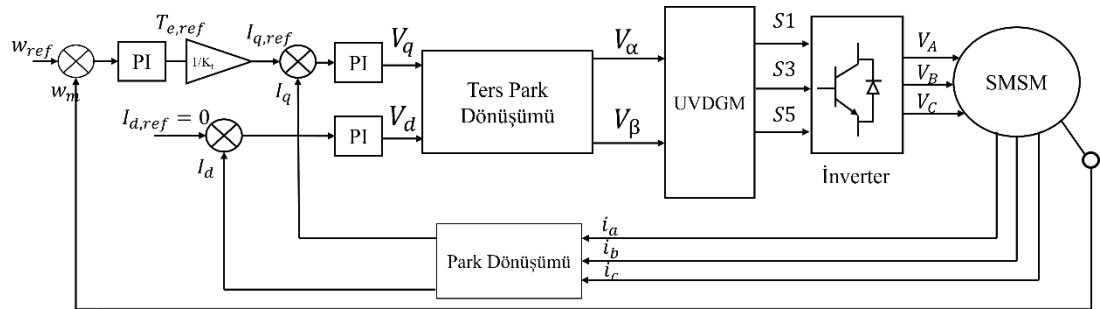
b)

Şekil 1.1. Rotordaki kalıcı mıknatısın yerleşimine göre SMSM tipleri: a) Yüzeğe Mıknatıslı Senkron Motor, b) Dahili Mıknatıslı Senkron Motor [12]

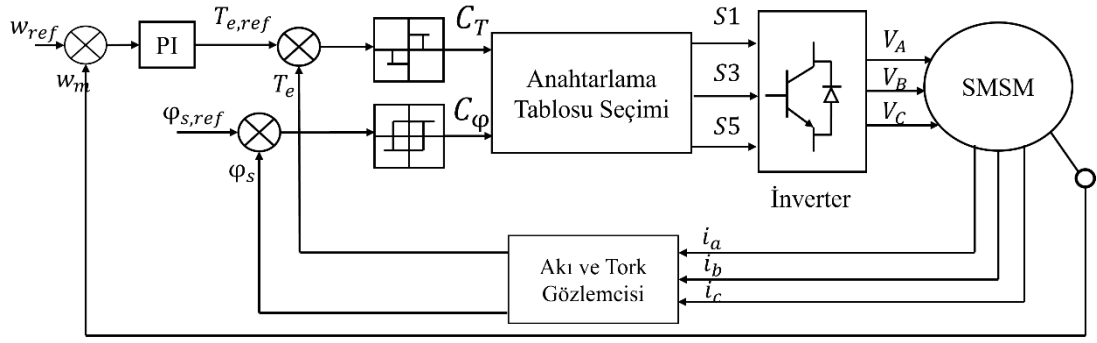
1.2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMLERİ

Harici uyarımlı DA motorlarda alan ve uyarım sargıları birbirlerinden ayrıdır ve motorun akı ve tork bileşenleri bu sargıların kontrol edilmesiyle kontrol edilebilmektedir. DA motorlarda akı ve tork bileşenleri DA özellikte olduğundan bu kontrol kolay şekilde yapılabilmektedir. AA motorlarda ise motorun yapısından dolayı

akı ve tork bileşenleri DA özellik göstermemekte ve bu bileşenlerin kontrolü zor bir hale getirmektedir. AA motorlarda kontrol olarak yapılmak istenen harici uyarımlı DA motorlarda olduğu gibi akı ile tork bileşenlerini kolay şekilde kontrol edebilmektir. AA motorların akı ile tork bileşenlerini DA özelliğe getirerek kontrol edebilmek için 1972 yılında F.Blaschke tarafından İM'nin alan yönlendirmeli kontrolü (AYK) [14] ile 1986 yılında Takahashi ve Noguchi tarafından İM'nin doğrudan tork kontrolünün (DTK) [15] yapılmasıyla AA motorların akı ve tork bileşenlerinin kontrolünün sağlanması gerçekleştirilmiştir. AA motorların akı ve tork bileşenlerinin kontrol edilebilmesinin önünü açan bu kontrol teknikleri yüksek performanslı uygulamalarda vazgeçilmez olmuşlardır [16]. Her iki yöntemde ilk başta İM için uygulanmış olsa bile daha sonrasında diğer tip AA motorlarda kullanılmaya başlanmıştır. AYK yönteminde koordinat dönüşümleri vasıtası ile stator akımları dq- eksen akımlarına çevrilir ve motorun oluşturduğu akı ile tork bileşenleri sırasıyla dq- eksen akımları tarafından dolaylı olarak kontrol edilir [17]. Geleneksel histerisiz tabanlı DTK yönteminde ise koordinat dönüşümleri kullanılmadan motordan istenilen tork ve akı, motorun oluşturduğu tork ve akının bir gözlemci vasıtasıyla tahmin edilmesiyle doğrudan kontrol edilmektedir [18]. DMSM'nin AYK ve DTK yöntemleriyle kontrolünün blok diyagramları sırasıyla Şekil 1.2 ile Şekil 1.3'te verilmiştir.



Şekil 1.2. AYK yöntemi blok diyagramı



Şekil 1.3. Histerisiz tabanlı DTK yöntemi blok diyagramı

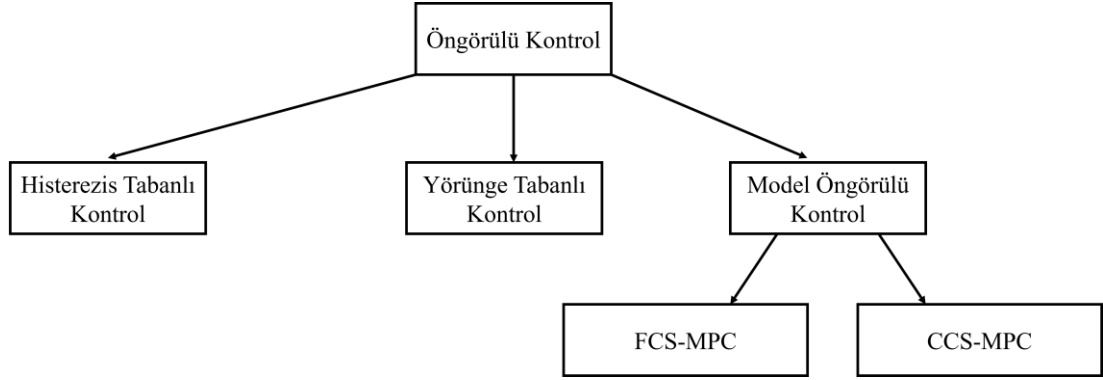
AYK yönteminin avantajları olarak sistemin modülatör bloğu olması sebebiyle sabit anahtarlama frekansına sahip olması, sistemin kalıcı durum performansının iyi olması ve iç akım kontrolörleri sayesinde kalıcı durumda akım hatasının sıfıra sürülmesi söylenebilir. Sistemin sabit anahtarlama frekansına sahip olması stator akımlarındaki toplam harmonik bozulma (THB) ile elektromanyetik tork dalgalanmalarının düşük olmasını sağlar. Dezavantajları olarak birbirlerine kaskat şekilde bağlanmış iç akım kontrolörleri ile dış kontrolörün tasarımının karmaşık olması ve kaskat kontrolörlerin bant genişliğinin kısıtlı olması sebebiyle yavaş dinamik cevaba sahip olması gösterilir [19]. Ayrıca koordinat dönüşümleri sebebiyle motorun hızının veya rotor pozisyonunun ölçülmesi gerekmektedir. Bu ölçüm akım sensörlerinin yanında ayrı bir sensör ihtiyacı doğurduğu için ayrı bir maliyet çıkarmaktadır [20]. Bu maliyetten kaçınmak için sensörsüz algoritmalar yardımıyla rotor hızının veya pozisyonun hesaplandığı uygulamalar bulunmaktadır [21,22]. Algoritmalarda kullanılan yöntemler ters elektromotor kuvvetine dayanan veya motor akısına dayanan yöntemlerdir. Fakat bu yöntemler örnekleme ve invertörün doğrusal olmayan durumlarından kaynaklı olarak motor düşük hızlarda çalışırken düzgün sonuçlar vermemektedir [23].

DTK yönteminin avantajları arasında kaskat bağlanmış kontrolörlere sahip olmaması sebebiyle AYK yöntemine göre uygulanmasının daha kolay olması ve, koordinat dönüşümlerine gerek duyulmadığı için harici bir sensöre ihtiyaç olmaması gösterilebilmektedir. Dezavantajları arasında ise kontrol sisteminde herhangi bir modülatör bloğu bulunmaması sebebiyle sistemin değişken anahtarlama frekansına sahip olması iç akım kontrolörlerine sahip olmamasıyla kalıcı durumda akım hatasının

olabilmesi ve doğrudan akım kontrolünün yapılamaması söylenebilir. Sistemin değişken anahtarlama frekansına sahip olması yüksek örnekleme zamanlarında stator akımlarındaki THB ile elektromanyetik torkdaki dalgalanmanın yüksek olmasına sebebiyet verir. Stator akımlarındaki THB'nin yüksek olması güç kalitesini düşürürken, elektromanyetik torkdaki dalgalanmanın yüksek olması motorun çalışma durumunda titremesine, hızlı sıcaklık artışına ve uzun vadede ömrünün azalmasına sebep olabilmektedir [24].

1.3. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL (MÖK)

AYK ve DTK kontrol metotları sayısal işlemcilerin henüz günümüzdeki kadar yaygınlaşmadığı 1980'lerde geliştirilmiştir. Sayısal işlemcilerin endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmasıyla bu kontrol metotlarının temel kavramlarında önemli değişiklikler yapılmadan, sadece metotların performanslarını geliştirmek için sayısal işlemciler kullanılmıştır. Son yıllarda gelişen sayısal işlemci teknolojisi sayesinde düşük maliyetlerde üretilebilmeleri ve yüksek hızlardaki hesaplama güçleri farklı kontrol stratejilerinin geliştirilmesini ve endüstriyel uygulamalarda kullanılmasını mümkün kılmaktadır [25]. Öngörülü kontrol, sayısal işlemcilerin son yıllarda birçok uygulamada kullanılmasıyla endüstride popüler kontrol yöntemlerinden biri olmaya başlamıştır. Öngörülü kontrol, sistemin gelecekteki davranışını sistemin matematiksel modelini kullanarak tahmin eder ve bu tahmini bir optimizasyon kriteri aracılığıyla kontrol edilmek istenen değişkenlerin optimum değerlerini hesaplamak için kullanır. Her öngörülü kontrol metodunda temel fikir aynıyken optimizasyon kriterleri değişiklik göstermektedir. Optimizasyon kriterlerine göre öngörülü kontrol metotları üç kategoride incelenebilir: histerezis tabanlı kontrol, yörünge tabanlı kontrol ve sürekli kontrol set model öngörülü kontrol (CCS-MÖK) ile sonlu kontrol set model öngörülü kontrol (SKS-MÖK) metotlarını içeren model öngörülü kontrol (MPC). Bu kategoriler Şekil 1.4'te gösterilmiştir [26].

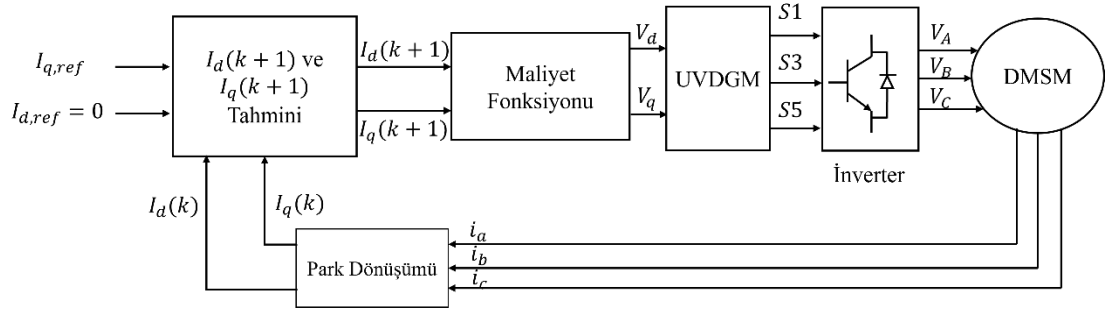


Şekil 1.4. Öngörülü kontrol metotları [25]

Histerezis tabanlı kontrolde amaç kontrol edilmek istenen değişkeni daha önceden tanımlanmış bir histerezis bantının sınırları içinde tutmaktır. Yörünge tabanlı kontrolde amaç, değişkenleri önceden tanımlanmış yörüngeyi takip etmeye zorlamaktır. [27]'de histerezis tabanlı kontrol ile yörünge tabanlı kontrol detaylıca açıklanmıştır. Her iki kontrol çeşidinde de modülatör bulunmamaktadır ve sistem değişken anahtarlama frekansına sahiptir. Kontrol sistemlerinde kaskat kontrolörlerin bulunmaması sayesinde histerezis tabanlı kontrol ile yörünge tabanlı kontrol metotları AYK yöntemine göre daha basit ve kolay uygulanabilir yöntemlerdir.

MÖK metotları, histerezis ve yörünge tabanlı kontrol metotlarından farklı metotlardır. Yalnızca bir sonraki örnekleme zamanı için değil belirli bir kontrol ufkuna kadar kontrol değişkenlerinin geçmiş değerlerini göz önünde bulundurarak sistemin ayrık matematiksel modeli yardımıyla gelecekteki değerlerini tahmin ederler. Tahmin edilen değerleri belirli bir optimizasyon kriteri yardımıyla optimize ederler ve sistem için en uygun kontrol değişkenlerini bu optimizasyon işlemine göre elde ederler. Bu kontrol stratejilerinde optimizasyon kriteri, tanımlanan maliyet fonksiyonunu en aza indirgeyen kontrol değişkenlerini oluşturan tahmini seçmektir [28]. MÖK stratejileri aynı zamanda uzaklaşan ufuk kontrolü (UUK) olarak da bilinmektedirler. Birden fazla kontrol ufkuna kadar kontrol değişkeninin optimizasyon işlemi kontrolör tarafından matematiksel eşitliklerin birden fazla kez hesaplanmasını gerektirmektedir. Bu işlem kontrolör üzerindeki matematiksel yükü artırır ve uygun kontrol döngüsünün gerçekleşmesini zor hale getirir. Bundan dolayı sistem sadece bir ufuk sonrasındaki tahminleri gerçekleştirerek bir örnekleme zamanı boyunca optimizasyon işlemi gerçekleştirir ve en uygun kontrol değişkenleri elde edilmiş olur.

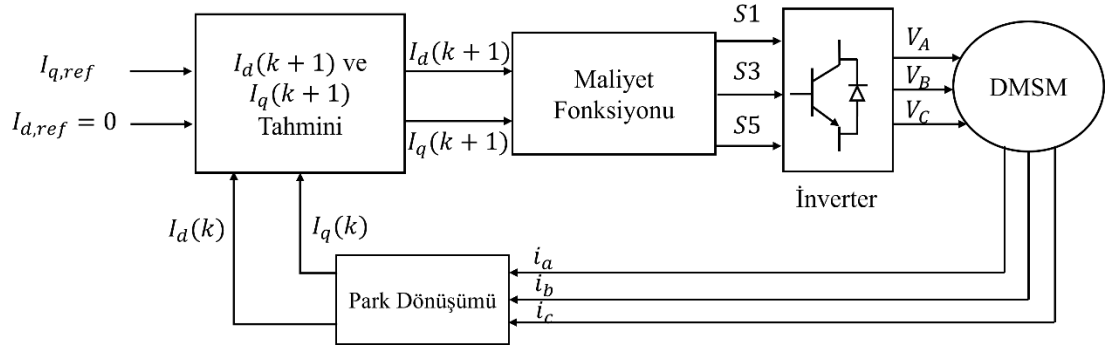
MPC metotlarından biri olan Sürekli Kontrol Set-MÖK metodu sistemin matematiksel modelini kullanarak durum değişkenlerinin tahmin edilmesine dayanmaktadır. Tahmin edilen durum değişkenleri, optimum kontrol girişini sağlayan durum değişkenine ulaşabilmek için maliyet fonksiyonunda kullanılır. Sürekli Kontrol Set -MÖK metodunda modülatör bloğu kullanılır ve sistem sabit anahtarlama frekansına sahip olmuş olur [29]. Şekil 1.5'te DMSM'nin Sürekli Kontrol Set -MÖK ile kontrolünün blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 1.5. DMSM'nin Sürekli Kontrol Set -MPC metodu ile akım kontrolü

Şekil 1.5'te DMSM'nin ayrık matematiksel modeli kullanılarak bir sonraki örnekleme periyodu için invertörün izin verilen tüm anahtarlama durumlarına karşılık gelen yük gerilimi değerleri için motor faz akımları tahmin edilir. Referans akım değerleri ile tahmin edilen akım değerleri maliyet fonksiyonunda karşılaştırılır. Maliyet fonksiyonunu en aza indiren optimum gerilim vektörü belirlenir ve bu gerilim vektörü modülatör bloğu sayesinde invertöre uygulanır [30]. Sürekli Kontrol Set-MÖK metodunda amaç maliyet fonksiyonunu en aza indiren optimum gerilim vektörünü elde etmektir [31]. Deadbeat kontrol Sürekli Kontrol Set -MÖK metotlarından biri olmakla birlikte AYK metodundaki iç akım kontrolörlerini elimine eder ve bunların yerine sistemin ayrık matematiksel modelini kullanarak referans gerilim vektörünü hesaplar. Hesaplanan gerilim vektörü modülatör bloğu yardımıyla motora uygulanır [32,33]. Fakat Sürekli Kontrol Set -MÖK metodu diğer öngörülü kontrol metotlarına göre daha karmaşıktır ve invertörün ayrık modeli tahmin etme sürecinde kullanılmadığı için ekstra matematiksel hesaplamalar gerektirmektedir ve bu kontrolör üzerindeki matematiksel yükü arttırmaktadır [34].

Bir diğerk MPC metodu olan SKS-MÖK metodu Sürekli Kontrol Set -MÖK metoduna göre daha kolay anlaşılır olması ve modölatörün bulunmaması sebebiyle Sürekli Kontrol Set-MÖK metoduna göre basit bir şekilde sisteme dahil edilebilir olmasıyla daha popüler hale gelmiştir. DMSM'nin SKS-MÖK metodu ile kontrolünün blok diyagramı Şekil 1.6'da gösterilmiştir.



Şekil 1.6. DMSM'nin SKS-MÖK metodu ile akım kontrolü

SKS-MÖK metodu invertörün ayrıık durumundan kaynaklanan sınırlı sayıda anahtarlama vektörü kullanılarak geliştirilen bir kontrol metodudur. 8 adet anahtarlama vektörü bulunan invertörün, her bir anahtarlama vektörü sonucunda oluşacak olan akım değerleri sistemin ayrıık matematiksel eşitliği kullanılarak tahmin edilir. 8 adet anahtarlama vektörü sonucunda tahmin edilen 8 adet akım tahmini maliyet fonksiyonunda referans değerler ile değerlendirilir. Maliyet fonksiyonundaki değerlendirme sonucunda referans değer ile tahmin edilen değer arasındaki sapmayı yani hatayı en aza indiren akım tahminini oluşturan anahtarlama vektörü seçilerek optimizasyon işlemi tamamlanır. Seçilen anahtarlama vektörü invertöre doğrudan uygulanarak referans değer takibi yapılır [35]. SKS-MÖK metodunun avantajları arasında modölatör bloğunun olmaması sebebiyle hızlı dinamik cevaba sahip olması, sistemin doğrusal olmayan durumlarının sistemin ayrıık matematiksel modeli kullanılarak sisteme dahil edilmesi ve diğerk karmaşık kontrol yöntemlerinin aksine kolay uygulanabilir olması söylenebilir [36]. Ayrıca AA sürücü sistemlerinde birden fazla parametrenin kontrolünün eş zamanlı olarak yapılması ve böylece kontrolörün sistemin güvenilirliğini sağlaması gerekmektedir. SKS-MÖK'de kullanılan maliyet fonksiyonuyla birlikte birbirlerinden farklı olan birden fazla parametre ağırlık faktörü yardımıyla bir araya getirilerek eş zamanlı olarak bir araya getirilen parametrelerin

kontrolü SKS-MÖK metodu ile gerçekleştirilebilmektedir. Ağırlık faktörü maliyet fonksiyonunda farklı olarak bulunan parametrenin, diğer kontrol parametreleriyle ilgili olarak o parametrenin önemini veya maliyetini ayarlamak için kullanılan faktördür [37].

1970’li yılların sonlarında MÖK, kimyasal süreçlerin yavaş olması sebebiyle optimizasyon problemini çözmek için yeterli zaman bulunmasından kaynaklı olarak petrokimya endüstrilerinde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır [38]. 1980’li yıllarda ise güç elektroniği uygulama alanında MÖK kullanılmak istenmiş olsa da yetersiz performanstaki sayısal işlemciler ve daha yüksek anahtarlama frekanslarına izin veren güç elektroniği elemanlarının ortaya çıkması ile birleştiğinde metodun alana uygulanabilirliği sınırlamıştır [39]. Yaklaşık 20 yıllık süreden sonra daha düşük örnekleme zamanlarında daha hızlı işlem yapabilen sayısal işlemcilerin yaygınlaşmasıyla MÖK metoduna olan ilgi artmıştır. 2000’li yılların başlarından günümüze kadar SKS-MÖK metodu farklı güç elektroniği ve sürücü sistemleri uygulamalarında başarıyla gerçekleştirilmiş ve DMSM kontrol stratejileri arasında yaygınlaşmıştır.

[28, 40-47]’de SKS-MÖK metodunun güç elektroniği uygulamalarında kullanımı araştırılmıştır. [28,40]’da SKS-MÖK ile üç fazlı iki seviyeli invertörün akım kontrolü farklı örnekleme zamanlarında simülasyon ve deneysel çalışmalarla ortaya konulmuştur. SKS-MÖK ile geleneksel kontrolörün dinamik durumdaki karşılaştırmaları yapılmıştır. Geleneksel kontrolörler, referans çıkış gerilim veya akımlarını üretebilmek için bir modülatöre ihtiyaç duyan kontrolör gruplarıdır. [41]’de [28,40]’a ek olarak invertörün ölü zaman etkisinde ayırık modele dahil edilmiştir. Sistemin farklı örnekleme zamanları için kalıcı durum ve geçici durumda analizleri yapılmıştır. [42]’de üç fazlı nötr noktası kenetlemeli invertörün SKS-MÖK metodu ile çıkış akım kontrolü, anahtarlama frekansı kontrolü ile kapasitör yük dengesi kontrolü simülasyon ortamında gerçekleştirilmiş ve sistem performansı geleneksel kontrolör ile karşılaştırılarak ortaya konulmuştur. [43]’de üç fazlı iki seviyeli invertör, tek fazlı matriks konvertör ile dokuz anahtarlı invertörün RL yüklü akım kontrolü FPGA ile gerçekleştirilmiş ve akımlardaki THB oranları verilmiştir. Bir başka çalışmada üç fazlı iki seviyeli invertör, nötr noktası kenetlemeli invertör, matriks konvertör, aktif ön uç

doğrultucu ve kaskat H köprü invertörün akım kontrolü SKS-MÖK metodu ile simülasyon ve deneysel ortamda yapılmıştır [44]. [45]'de SKS-MÖK metodu kullanılarak üç fazlı iki seviyeli invertöre sahip iki aşamalı fotovoltaik sistemin maksimum güç noktası takibi yapılmıştır. Tek aşamalı 3 fazlı nötr noktası kenetlemeli invertöre sahip fotovoltaik sistem SKS-MÖK metodu ile kontrol edilerek sistemin maksimum güç noktasının takibi gerçekleştirilmiştir [46]. [47]'de üç fazlı iki seviyeli invertöre sahip kesintisiz güç kaynağının gerilim kontrolü doğrusal olmayan yük sisteme bağlıken gerçekleştirilmiştir.

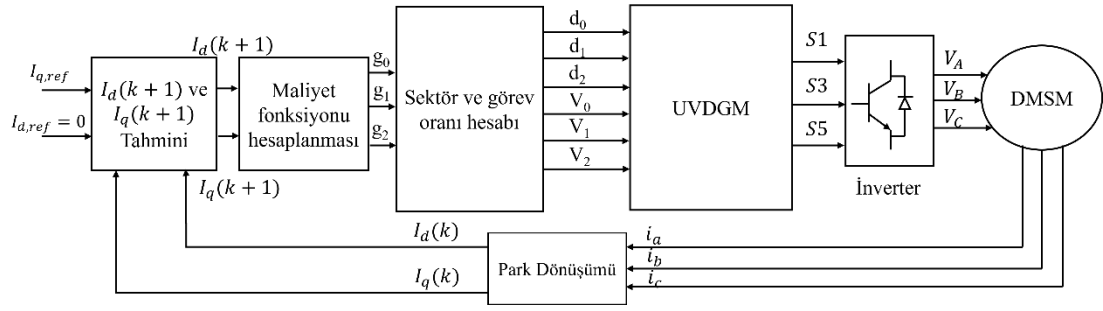
Literatürde SKS-MÖK metodu kullanılarak farklı konvertör konfigürasyonlarına bağlı farklı tiplerde AA motorların akım, tork ve hız kontrolleri gerçekleştirilmiştir. [48]'de üç fazlı iki seviyeli invertöre bağlı ve [49]'da matris konvertöre bağlı IM'nin hız kontrolü SKS-MÖK metodu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kontrol sistemlerinin kalıcı durum ile dinamik durumda performansı gösterilmiştir. [50]'de IM'nin hız kontrolü ile [51]'de IM'nin tork kontrolü SKS-MÖK metodu ile gerçekleştirilmiştir. Sistemin ayrık matematiksel modelinde bozucuların etkisini azaltabilmek için bozucular matematiksel olarak ifade edilerek sistem modeline dahil edilmiştir. Dokuz anahtarlı invertöre bağlı çift IM'nin hız kontrolü SKS-MÖK kullanılarak gerçekleştirilmiş ve kalıcı durum ile dinamik durumdaki kontrol sisteminin gürbüzlüğü farklı tork ile hız referanslarında gösterilmiştir [52]. [53,54]'de senkron relüktans motorun (SRM) sensörsüz hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kontrol sisteminin kalıcı durumdaki ve tork ile hız artırımı sırasındaki geçişlerdeki gürbüzlüğü gösterilmiştir. [55]'de bozucular matematiksel olarak ifade edilerek sistem modeline dahil edilmiş ve YMSM'nin akım kontrolü gerçekleştirilmiştir. [56]'da YMSM'nin SKS-MÖK ile hız kontrolü maliyet fonksiyonunda oransal integral (PI) kontrolörün ayrık zamandaki matematiksel ifadesi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. [57]'de DMSM'nin tork kontrolü maliyet fonksiyonu olmadan gerçekleştirilerek ağırlık faktörünün etkisi ortadan kaldırılmıştır. [58]'de SKS-MÖK metodu ile DMSM'nin tork kontrolü gerçekleştirilerek yinelemeli en küçük kareler (YEK) metodu ile motorun parametre tahmini yapılmıştır.

Sayısal işlemci teknolojisindeki gelişmeler ile SKS-MÖK metodu güç elektroniği ve sürücü sistemleri uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Fakat bu

metodun getirdiği en büyük dezavantaj olarak sistemde modülatör bloğu bulunmaması söylenebilmektedir. Modülatör bloğu bulunmamasından dolayı aynı konvertör gerilim vektörü ardışık örnekleme zamanları sırasında uygulanabilmektedir ve bu da değişken anahtarlama frekansına yol açmaktadır. Modülatör bloğunun bulunmaması dinamik durumda hızlı cevaba sebebiyet verirken kalıcı durumda sistemin performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Değişken anahtarlama frekansı stator akımlarındaki THB oranının yüksek olması ile akımların geniş harmonik bileşenlere sahip olmasına ve elektromanyetik torkdaki dalgalanmanın yüksek olmasına sebebiyet vermektedir [59]. Bu etkiler sistemin kalıcı durum performansını ve, güç kalitesini olumsuz yönde etkilemektedir. Bunun önüne geçebilmek için örnekleme süresi düşürülerek kontrol sinyallerinin daha sık güncellenmesi sağlanabilir. Fakat uygulamada sayısal işlemcilerin ulaşabileceği bir limit bulunmaktadır ve kontrol girişlerinin daha fazla güncellenmesine izin vermek kontrolör üzerindeki matematiksel yükü ciddi şekilde artıracaktır.

1.4. MODULELİ MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL (MMK)

Örnekleme zamanını düşürmeden kontrol değişkenlerindeki dalgalanmaları azaltmanın diğer yolu sisteme modülatör bloğu eklemek ve sabit anahtarlama frekansını elde ederek herhangi bir gerilim vektörünü modülatör bloğu yardımıyla motora uygulamaktır. Böylece aynı konvertör gerilim vektörünün ardışık örnekleme zamanlarında invertöre uygulanmasından kaçınılarak, istenilen gerilim vektörünün invertör tarafından motora uygulanması sağlanılır. Modüleli model öngörülü kontrol (MMK) tekniği SKS-MK metodunun getirdiği avantajların hepsini modülatör bloğu ile birleştiren kontrol tekniğidir. Bu kontrol tekniğinde bulunan modülatör bloğu sayesinde istenilen herhangi bir gerilim vektörü oluşturularak invertör tarafından motora uygulanmakta ve böylece kontrol değişkenlerindeki dalgalanmaları azaltarak sistemin kalıcı durumdaki performansını artırmaktadır [60]. Modülatör bloğunun sisteme eklenmesiyle birlikte SKS-MK metoduna kıyasla talep edilen herhangi bir gerilim vektörünün modülasyon sonucunda elde edilmesi sayesinde kontrol sistemi yüksek örnekleme zamanlarında da çalışabilmektedir. Böylece MMK metodu kontrolörün üzerindeki matematiksel yükü azaltmaktadır [61]. şekil 1.7'de DMSM'nin MMK metodu ile kontrolünün blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 1.7. DMSM'nin MMÖK metodu ile akım kontrolü

MMÖK metodu, SKS-MÖK metoduyla CCS-MPC metodunun birleşimi olarak ifade edilebilir. SKS-MÖK metodunda olduğu gibi invertörün ayırık durumundan kaynaklı belirli anahtarlama vektörleri kullanılırken ayrıca kontrol sistemi Sürekli Kontrol Set -MÖK metodunda olduğu gibi modülör bloğuna sahiptir. SKS-MÖK metodunda yapıldığı gibi her bir anahtarlama geriliminin oluşturacağı akım tahminleri referans akımlarla birlikte maliyet fonksiyonunda değerlendirilirler. Maliyet fonksiyonunda hatayı en aza indiren aktif anahtarlama vektörü seçilir ve seçilen anahtarlama vektörü kullanılarak sektör belirlenir. Belirlenen sektördeki anahtarlama vektörlerinin görev oranları bulunur. Böylelikle optimizasyon işlemi tamamlanır ve seçilen anahtarlama vektörleri ile anahtarlama vektörlerinin görev oranları modülör bloğuna gönderilir.

Literatüre MMÖK metodu çok seviyeli konvertörün DA bara geriliminin istenilen referans düzeyde tutulması için akımların kontrol edilmesiyle girmiştir [62]. MMÖK metodu, deadbeat kontrol ve SKS-MÖK metotları ile akımlardaki THB yönünden simülasyon ve deneysel sonuçlar ile performansı karşılaştırılmıştır. Diğer metotlara göre akımlardaki THB oranını düşürerek akım kalitesini arttırdığı ve sistemin kalıcı durumda diğer yöntemlere göre daha iyi performans gösterdiği kanıtlanmıştır. MMÖK metodunun literatüre girmesiyle birlikte daha sonrasında yapılan çalışmalar, bu metodun SKS-MÖK metodu ile diğer öngörülü kontrol metotlarıyla karşılaştırılması üzerine olmuştur ve bu metodun diğer metotlara göre avantajları gösterilmiştir [63-67]. Sırasıyla [63-67] çalışmalarında farklı güç elektroniği devre konfigürasyonları olan üç fazlı iki seviyeli invertör, üç fazlı üç seviyeli invertör, dört bacaklı invertör, matriks konvertör ve nötr noktası kenetlemeli invertörün akım kontrolü SKS-MÖK ve MMÖK metotları ile gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda yük akımlarının THB

oranları birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Daha düşük örnekleme frekanslarında akımların THB oranını düşürerek sistemin kalıcı durum performansını arttırdığı gösterilmiş ve MMÖK metodunun SKS-MÖK metoduna göre üstünlüğü gösterilmiştir.

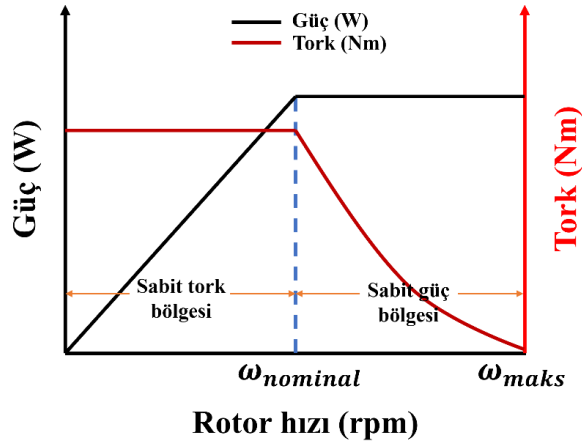
Farklı tipte AA motorların hız ve tork kontrolleri farklı invertör çeşitleri kullanılarak MMÖK metodu ile gerçekleştirilmiştir. [68]'de asenkron generatörün tork ve akım kontrolü SKS-MÖK ve MMÖK metotlarıyla gerçekleştirilmiştir. SKS-MÖK tekniği, MMÖK metoduna göre daha düşük örnekleme zamanında çalıştırılarak sistem, her iki kontrol metodunda da kalıcı durumda çalışırken performans karşılaştırmaları yapılmıştır. MMÖK metodunun stator akımlarındaki THB oranını düşürdüğü ve böylece sistemin kalıcı durum performansını artırdığı gösterilmiştir. [69-71]'de İM'nin hız kontrolü SKS-MÖK ve MMÖK metotlarıyla gerçekleştirilerek, her iki sistemin performansı birbirleriyle karşılaştırılmıştır. [69,70]'de sistem kalıcı durumdayken her iki metot için farklı hız ve örnekleme süresi için testler yapılmış ve MMÖK metodunun aynı örnekleme süresinde SKS-MÖK metoduna göre sistemin kalıcı durum performansını arttırdığı gözlemlenmiştir. [71]'de dokuz anahtarlı invertör kullanılarak çift İM kontrol edilmiştir. Tork değişimine göre yapılan senaryolarda MMÖK metodunun SKS-MÖK metoduna göre stator akımlarının kalitesini arttırdığı kanıtlanmıştır. Aynı örnekleme süreleri için MMÖK metodunun bir periyot boyunca işlem süresi SKS-MÖK metoduna göre daha fazla olsa da aynı MMÖK metodu stator akımlarındaki THB değerlerini önemli oranda düşürmüştür. Yakın THB değerlerini elde etmek için SKS-MÖK metodunun örnekleme süresi düşürülüp MMÖK metodunun örnekleme süresi sabit tutulduğunda, SKS-MÖK metodunun işlem süresi ile sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yükü artırdığı gösterilmiştir. Dinamik durumda da MMÖK ile gerçekleştirilen kontrol sisteminin gürbüzlüğü deneysel sonuçlar ile gösterilmiştir. MMÖK metoduyla kontrolü sağlanan İM ile asenkron generatörün yanında SMSM'lerin de MMÖK ile kontrolü çalışmaları literatüre kaydedilmiştir. [72]'de sabit mıknatıslı senkron generatörün tork ve güç kontrolü ile [73-76]'da SMSM'nin hız kontrolü SKS-MÖK ve MMÖK metotları ile gerçekleştirilmiştir. [73,74]'te dinamik durumda ve kalıcı durumda her iki kontrol sisteminin performansı karşılaştırılmıştır. Simülasyon ve deneysel ortamda yapılan testlerde elde edilen sonuçlara göre MMÖK metodunun kalıcı durumda akımlardaki

THB oranını düşürdüğü harmonik spektrum verilerek gösterilmiştir. [72,75,76]'da SKS-MÖK metodu ile kalıcı durum ile dinamik durumda performans analizleri yapılmıştır. Motorun farklı hız değerlerinde ve sistemin farklı örnekleme sürelerinde çalıştırılması sonucunda SKS-MÖK metodu ile yapılan kontrol sisteminde stator akımlarındaki harmonik bileşenlerin geniş bir alan boyunca yayıldığı ve filtre tasarımını zorlaştırdığı gözlemlenmiştir. MMÖK metodu ile kontrol edilen sistemin farklı hız ve örnekleme sürelerinde stator akımlarındaki THB değerinin ve elektromanyetik torktaki dalgalanmaların daha düşük olduğu gösterilmiştir.

Yapılan çalışmalar sonucunda MMÖK metodunun sistemin kalıcı durum performansını artırdığı ispatlanmıştır. MMÖK metodu stator akımlarındaki THB değerini düşürür ve harmonik bileşenler ağırlıklı olarak anahtarlama frekansı ve katlarında ortaya çıktığı için gerekli filtre tasarımları kolaylaşır. Böylece sistemin güç kalitesi de artar. Ayrıca elektromanyetik torkta oluşan dalgalanmaların azalmasıyla motordaki titreşimler azalır ve motorun ömrünün uzamasına katkı sağlanmış olur. MMÖK metodunda UVDGM bloğu ek olarak sisteme hesaplama yükü getirmiş olsa bile, her iki metodun aynı örnekleme süreleri için performanslarının karşılaştırılmasında, MMÖK ile kontrol edilen sistemlerde SKS-MÖK ile kontrol edilen sistemlere göre kontrol değişkenlerindeki iyileşme kayda değer seviyededir. Bu sebeple bu tez çalışmasında MMÖK tabanlı kontrol stratejileri geliştirilmiştir.

1.5. AKIM BAŞINA MAKSİMUM TORK (ABMT)

DMSM'nin operasyon anındaki hızı ile torkuna bağlı olarak çalışma bölgeleri ikiye ayrılır: sabit tork bölgesi ve sabit güç bölgesi. DMSM'nin çalışma bölgeleri Şekil 1.8'de gösterilmiştir. Sabit tork bölgesinde tork sabit iken güç değişken olmakta ve sabit güç bölgesinde güç sabit iken tork değişken olmaktadır. Bu bölgelerde motorun verimli çalışabilmesinin sağlanabilmesi için referans olarak üretilecek akımlar çalışma bölgelerine göre farklı algoritmalar kullanılarak üretilir. Bu algoritmalar çalışma bölgelerine göre akım başına maksimum tork (ABMT), alan zayıflatma (AZ) ile gerilim başına maksimum tork (GBMT) olarak adlandırılmaktadır. ABMT, motor sabit tork bölgesinde çalışırken, AZ ve GBMT ise motor sabit güç bölgesinde çalışırken uygulanmaktadır [7].



Şekil 1.8. DMSM çalışma bölgeleri

DMSM’lerde üretilen relüktans torkun verimli bir şekilde kontrol edilebilmesi için YMSM’lerin aksine d-eksen akımı sıfır yerine farklı bir değerde tutulmalıdır. dq-eksen akım referanslarının doğru şekilde üretilmesi ve motorun verimli noktada çalışabilmesini sağlayabilmek için ABMT stratejisi sabit tork bölgesinde uygulanmaktadır. Bu stratejinin kontrol sistemine dahil edilmesiyle birlikte motordan talep edilen tork değeri minimum stator akımında üretilmekte veya motorun çektiği akım değerinde motorun maksimum tork değerini üretmesi sağlanmaktadır. Böylece motor ABMT stratejisiyle birlikte verimli operasyon noktasında çalışmış olur [77].

Literatürde ABMT noktasının bulunması için çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden birisi arama tabloları ile ABMT noktasının bulunması yöntemidir. Bu yöntemde daha önce deneysel ortamda motorun üretmesi istenen her tork değeri motordan talep edilir. Talep edilen tork değerine karşılık ABMT noktaları tespit edilir ve bu noktalar arama tablolarına kaydedilerek talep edilen tork değerine karşılık akımların üretilmesi sağlanır [78]. Alternatif olarak sonlu elemanlar yöntemiyle de arama tabloları oluşturulabilmektedir. Bir diğer yöntem ise nümerik yöntemler kullanılarak ABMT noktalarının bulunmasıdır. Bu yöntemde elektromanyetik tork eşitliğinin akım açısına (β) göre türevi alınarak β elde edilmektedir. Elde edilen β elektromanyetik tork eşitliğinden d-eksen akımının matematiksel ifadesi bulunmaktadır. Motorun d-eksen akımı q-eksen akımı ile ifade edilerek tork eşitliğinde yerine yazılmaktadır ve bunun sonucunda dördüncü dereceden eşitlik elde

edilmektedir. Bu eşitlik farklı nümerik yöntemler ile çözülerek d-q eksen akımları istenilen tork değerine göre elde edilmektedir [79]. Başka bir yöntem ise sinyal enjeksiyonu ile arama algoritmalarının kullanıldığı yöntemlerdir. Sinyal enjeksiyonu yöntemleri genel olarak gerçek ve hayali sinyal enjeksiyonu olarak ikiye ayrılmaktadır. Gerçek sinyal enjeksiyonunda dq- eksen akımlarına yüksek frekanslı düşük genlikli gerçek sinyal enjekte edilmektedir. Sanal sinyal enjeksiyonunda ise dq- eksen akımlarına yüksek frekanslı ve düşük genlikli sinyal kontrol algoritmasında eklenmektedir. Her iki yöntemde de sinyal enjekte edilmiş d-q eksen akımları kullanılarak elektromanyetik tork eşitliğinin betaya göre türevinin sıfır olduğu nokta tespit edilmektedir [80-82]. Arama algoritması tabanlı yöntemlerde ise ABMT kontrolü tepe arayan kontrol (TAK – Extremum seeking control) [83], dereceli alçalma (GD – Gradient descent) [84] ve fotovoltajik uygulamalarda maksimum güç noktasının takibinde (MPPT – Maximum power point tracking) kullanılan yöntem olan karıştır ve gözle (K&G) [85,86] algoritmaları gibi stratejilerle gerçekleştirilmektedir.

Arama tablosu temelli tekniğin dezavantajları olarak her motor ve operasyon noktası için doğru komutların önceden tespit edilmesi ihtiyacı gösterilebilir. Nümerik yöntemlerle ABMT noktalarının bulunma tekniğinin dezavantajı olarak ise sayısal işlemci üzerine getirdiği ağır hesaplama yükü verilebilir [87]. Bir diğer yöntem olan sinyal enjeksiyonu yönteminde kullanılan filtreler ABMT noktasının bulunmasında gecikme yaratmaktadır [88]. Gerçek sinyal enjeksiyonu motora gerçek sinyal enjekte edildiğinden dolayı motorun bakır ve demir kayıpları ile motordaki akustik gürültüyü artırmaktadır [77]. Arama algoritması tabanlı yöntemlerde ise motorun stator akım genliğinin veya elektromanyetik torkunun değişimine bakılarak ABMT noktasının araması yapılır. Bu sayede motorun saturasyon ve sıcaklık gibi etmenlere bağlı olarak değişen parametrelerinden etkilenmezler ve optimum akım açısı anlık olarak elde edildiği için motor parametre değişimlerinin sistemde yol açtığı sorunlar kalıtsal olarak giderilebilmektedir [89].

1.6. TEZİN AMACI VE ORGANİZASYONU

Bu tezin amacı AYK ve DTK metotların yanında gittikçe popüler hale gelmeye başlayan MPC metotlarından biri olan MMÖK metodu ile elektrikli araç

uygulamalarında AR-GE faaliyetlerini sürdürebilmek üzere tasarlanmış 4,1 kW gücünde prototip DMSM'nin sabit tork bölgesinde kontrolünü gerçekleştiren ileri kontrol stratejileri geliştirmektedir. MMÖK metodunun yanında SKS-MÖK metodu ile aynı motorun kontrolü farklı örnekleme zamanı değerlerinde yapılarak, her iki kontrol metodunun sistemin dinamik ve kalıcı durumdaki performansları ile sayısal işlemci üzerinde oluşturdukları matematiksel yük birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Parametrelerden bağımsız olarak ABMT noktasının bulunması işleminde MPPT yönteminde de sıklıkla uygulanan K&G algoritması kullanarak, motorun sabit tork ve sabit akım yörüngelerine göre iki algoritma geliştirilmiştir. Bu algoritmaların kontrol sistemine getirdikleri avantajlar ve dezavantajlar tez kapsamında detaylıca irdelenmiştir.

Bu tez 4 bölüme ayrılmıştır:

- 1.bölüm: Tezin konusu ile ilgili giriş yapılmıştır ve, tez boyunca kullanılacak olan yöntemlerin literatür araştırması değerlendirilmiştir.
- 2.bölüm: DMSM'nin sabit tork bölgesinde SKS-MÖK ve MMÖK metotlarıyla tork kontrolü yapılarak, her iki metodun kalıcı durum ile dinamik durumdaki performansları birbirleriyle detaylıca karşılaştırılmıştır.
- 3.bölüm: DMSM'nin sabit stator ve sabit tork eğrileri ile geliştirilen K&G tabanlı arama algoritmaları MMÖK metodu ile birleştirilmiş ve motorun tork kontrolü yapılmıştır. Her iki kontrol sisteminin kalıcı durumdaki ve dinamik durumdaki performansları incelenmiştir.
- 4.bölüm: Yapılan çalışmalar sonucunda elde edilen bulgular ve arama algoritmaları ile MPC metoduyla ilgili gelecekte yapılması planlanan çalışmalar verilmiştir.

BÖLÜM 2

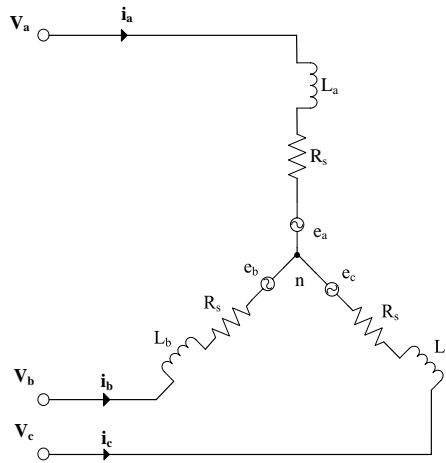
DMSM'İN MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜ

2.1. SİSTEMİN MATEMATİKSEL MODELİ

MPC metotlarının temelinde, sistemin ayırık matematiksel modelinin kullanılmasıyla tahmin işleminin gerçekleştirilmesi bulunmaktadır. Bundan dolayı bu bölümde sistemin her bir alt bileşenin matematiksel modeli sunulacaktır.

2.1.1. Dahili Mıknatıslı Senkron Motorun (DMSM) Matematiksel Modeli

Kontrol sisteminde kullanılacak olan motorun ayırık zamanda matematiksel modeli verilmeden önce sürekli zamanda dinamik eşitliklerinin verilmesi yerinde olacaktır. DMSM'nin dinamik modeli ilk olarak 3 fazlı sistemde verilecek akabinde ise koordinat dönüşümleri ile dq- ekseninde 2 bileşene indirgenecektir. Matematiksel modelin çıkarılabilmesi için DMSM'nin yıldız bağlı elektriksel eşdeğer devresi Şekil 2.1'de verilmiştir [90].



Şekil 2.1. DMSM'nin üç fazlı sistemde eşdeğer devresi

DMSM'nin stator sargılarına üç fazlı gerilim uygulandığı takdirde fazlarda oluşan ani gerilim değerleri Kirchoff'un Gerilim Kanununa göre:

$$V_{an} = R_s i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (2.1)$$

$$V_{bn} = R_s i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (2.2)$$

$$V_{cn} = R_s i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (2.3)$$

şeklinde yazılır. V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sırasıyla a-b-c faz-yıldız noktası stator sargı gerilimlerini, i_a, i_b, i_c sırasıyla a-b-c fazlarındaki stator akımlarını, L_a, L_b, L_c sırasıyla a-b-c fazlarındaki endüktans değerlerini, e_a, e_b, e_c sırasıyla a-b-c fazlarındaki ters elektromotor kuvvetini ve R_s stator direncini temsil etmektedir. Eşitlikler (2.1)-(2.3)'te DMSM'nin matematiksel modeli üç fazlı durağan eksenle ifade edilmiştir. Herhangi bir AA motorun harici uyarımlı DA motorunda olduğu gibi kontrolünün sağlanabilmesi için üç fazlı sistemin iki bileşenli dq- eksenine dönüştürülmesi gerekmektedir [91]. Koordinat dönüşümleri uygulanarak harici uyarımlı DA motorunda olduğu gibi tork ve akı zamanla değişmeyen bileşenlere çevrilir. Böylelikle kontrol, zamanla değişen bileşenlerle kontrole göre daha kolay hale getirilir.

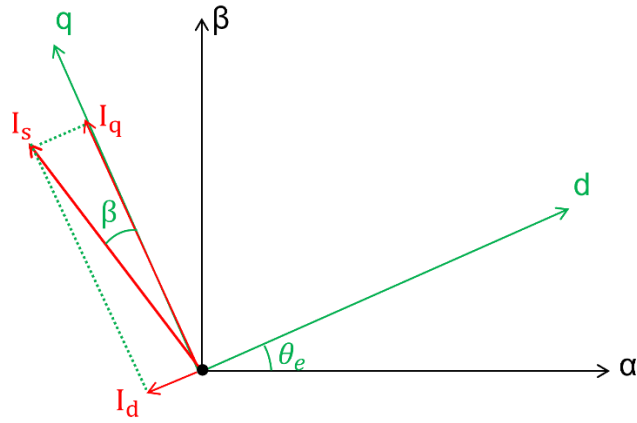
Clarke dönüşümüyle herhangi bir üç fazlı büyüklük iki bileşenli durağan eksenle ifade edilebilir. Böylece aralarında doksan derece fark bulunan sinüsoidal $\alpha\beta$ büyüklüklerine dönüştürülmüş olur. Clarke dönüşüm matrisi herhangi bir fiziksel büyüklük için Eşitlik (2.4)'te gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\sqrt{3}} & \frac{-1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

İki bileşenli durağan eksenle üç eksenli sisteme geçiş yapılabilmesi için ise ters Clarke dönüşümü uygulanmaktadır. Ters Clarke dönüşüm matrisi Eşitlik (2.5)'te ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Clarke dönüşümü motorun herhangi bir üç eksenli sistemde ifade edilmiş bileşenlerini iki eksenli durağan sisteme indirgememize izin verirken, motorun akı ile tork değerlerini zamanla değişmeyecek şekilde kontrol edebilmeye izin vermemektedir. Bunun yapılabilmesi için AYK tekniğinde olduğu gibi durağan eksenden rotor ile aynı hızda dönen eksen takımına geçiş yapılması gerekmektedir. Üç eksenli veya iki eksenli takımlarda ifade edilmiş büyüklükler Park dönüşümü yardımıyla dq- eksenlerinde ifade edilebilirler. Böylelikle DA karakteristiğe sahip rotorun hızıyla aynı hızda dönen bileşenler elde edilerek, motorun kontrol edilmek istenen bileşenleri döner çerçevede kontrol edilebilirler. Şekil 2.2’de $\alpha\beta$ eksenleri ile dq- eksenleri bir arada gösterilmiştir.



Şekil 2.2. $\alpha\beta$ ile dq- eksenlerinde stator akımları

Eşitlik (2.6) ile Eşitlik (2.7)’de sırasıyla Park dönüşümü ile ters Park dönüşümü verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Burada θ_e rotorun elektriksel açısını ifade etmektedir. Park dönüşümünün yapılabilmesi için motorun a fazı ile d- eksenini arasındaki açı değeri olan rotor açısı gerekmektedir. Senkron motorlarda senkron hız rotor hızına eşit olduğu için rotorun elektriksel açısı Eşitlik (2.8)'de verildiği gibi rotor hızının integrali alınarak bulunabilmektedir.

$$\theta_e = \int \omega_e dt \quad (2.8)$$

Burada ω_e rotorun elektriksel açısal hızını ifade etmektedir ve $\omega_e = \omega_m p$ ile bulunur. Burada ω_m mekanik hızı, p ise motorun kutup çifti sayısını temsil eder. Rotorun elektriksel açısı sensör yardımıyla ölçülerek veya sensörsüz algoritmalar yardımıyla bulunarak Park dönüşümlerinde kullanılabilir.

Eşitlikler (2.1)-(2.3)'te verilen DMSM'nin üç fazlı eksenindeki matematiksel ifadelerine Park dönüşümü uygulanırsa motorun dq- ekseninde ifade edilmiş dinamik eşitlikleri elde edilir.

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e L_q I_q \quad (2.9)$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_e (L_d I_d + \psi_m) \quad (2.10)$$

Burada V_d, V_q dq- ekseninde ifade edilen stator gerilimlerini, I_d, I_q dq- ekseninde ifade edilen stator akımlarını, L_d, L_q dq- ekseninde ifade edilen endüktans değerlerini ve ψ_m motorun mıknatıs akısını ifade etmektedir. Motorun ürettiği elektromanyetik tork değeri Eşitlik (2.11)' verilmiştir [76].

$$T_e = \frac{3p}{2} (\psi_m I_q - I_d I_q (L_q - L_d)) \quad (2.11)$$

T_e motorun ürettiği elektromanyetik torku ifade etmektedir. Eşitlik (2.11)'de görüldüğü gibi elektromanyetik tork eşitliği iki kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım mıknatıs akısının oluşturduğu mıknatıs torkunu ifade ederken, ikinci kısım Bölüm 1.6'da bahsedilen motor yapısından kaynaklı olan çukukluk sonucunda oluşan relüktans değişiminin oluşturduğu relüktans torku ifade etmektedir. Eşitlik (2.12)'de DMSM'nin mekanik eşitliği ifade edilmiştir [90].

$$J_m \frac{d\omega_e}{dt} = T_e - T_l - B_m \omega_e \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12)'de J_m motorun eylemsizlik momentini, T_l yük torkunu, B_m motorun sürtünme katsayısını temsil etmektedir.

2.1.2. DMSM'nin Ayırık Zaman Matematiksel Modeli

MPC metodunda amaç, tanımlanan maliyet fonksiyonunda kontrol değişkenleri için hatayı en aza indirgeyen kontrol girişlerini elde etmektir. Hedeflenen kontrol değişkeni sistemin ayırık matematiksel modeli kullanılarak her bir muhtemel kontrol girişi için tahmin edilir. DMSM kontrol uygulamansıda dq- ekseninde tanımlı stator akımları kontrol değişkeni olarak belirlenmiştir. İki seviyeli invertörün anahtarlama durumları ise kontrol girişleridir. Dolayısıyla her bir anahtarlama vektörünün oluşturduğu akım tahminlerinin bulunabilmesi için sistemin dinamik eşitliklerinin ayrıklaştırılması gerekmektedir. Ayrıklaştırma işlemi sürekli zamanda türevsel ifadelerle sahip eşitliklerin ayırık zamanda nümerik olarak ifade edilmesi anlamına gelmektedir. Bu şekilde bilgisayar ortamında eşitlikler işlenebilir hale gelmektedir. Eşitlik (2.13)'de verilen İleri Euler yöntemi, nümerik olarak türevsel eşitliklerin ifade edilmesinde kullanılmaktadır.

$$\frac{df}{dt} = \frac{f(k+1) - f(k)}{T_s} \quad (2.13)$$

T_s sistemin örnekleme zamanını ifade etmektedir. Eşitlik (2.9) ve Eşitlik (2.10)'da verilen sürekli zamandaki dinamik eşitliklere İleri Euler yöntemi uygulanarak sırasıyla Eşitlik (2.14) ve Eşitlik (2.15)'de verilen motorun ayrık zaman dinamik eşitlikleri elde edilmiş olur.

$$I_d(k+1) = \frac{V_d(k)T_s}{L_d} + \frac{\omega_e L_q I_q(k)T_s}{L_d} + I_d(k) \left(1 - \left(\frac{R_s T_s}{L_d} \right) \right) \quad (2.14)$$

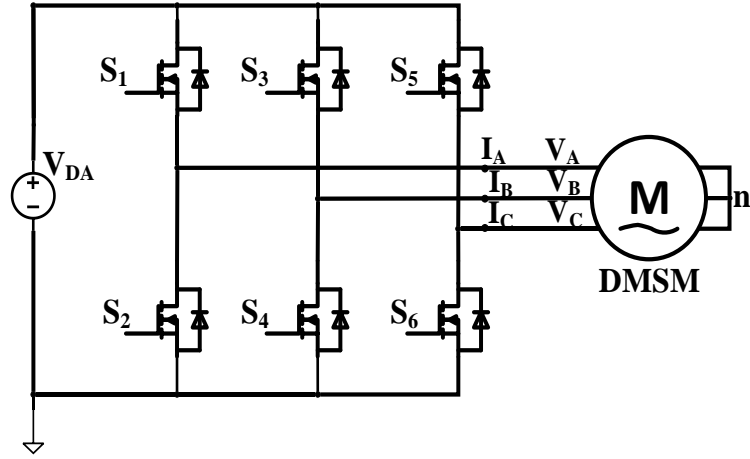
$$I_q(k+1) = \frac{V_q(k)T_s}{L_q} - \frac{\omega_e L_d I_d(k)T_s}{L_q} - \frac{\omega_e \psi_m T_s}{L_q} + I_q(k) \left(1 - \left(\frac{R_s T_s}{L_q} \right) \right) \quad (2.15)$$

Sırasıyla $I_d(k+1)$ ve $I_q(k+1)$ motor modeli kullanılarak bir sonraki örnekleme anı için tahmini yapılan dq- eksen akımları, $I_d(k)$ ve $I_q(k)$ k. anda motordan ölçülen dq- eksen akımları, $V_d(k)$ ve $V_q(k)$ invertörün oluşturduğu dq- ekseninde ifade edilmiş gerilim vektörleri olarak ifade edilir. Motor fazlarından ölçülen a-b-c akımlarını dq- ekseninde ifade edilebilmek için θ_e elektriksel açığa ihtiyaç vardır. Bu amaçla Eşitlik (2.8)'e Geri Euler Yöntemi uygulanır. Rotor elektriksel açısı Eşitlik (2.16)'da verildiği gibi ayrık zamanda ifade edilmiş olur.

$$\theta_e(k) = \theta_e(k-1) + \omega_e(k)T_s \quad (2.16)$$

2.1.3. İntertörün Matematiksel Modeli

Eşitlik (2.14) ve Eşitlik (2.15)'de verilen motorun dinamik eşitliklerini kullanarak her bir anahtarlama vektörünün oluşturacağı akım tahminleri hesaplanabilmektedir. Bunun yapılabilmesi için kullanılacak olan üç fazlı iki seviyeli invertörün matematiksel modelinin çıkarılması gerekmektedir. DMSM'yi besleyen üç fazlı iki seviyeli invertörün devre şeması Şekil 2.3'te verilmiştir.

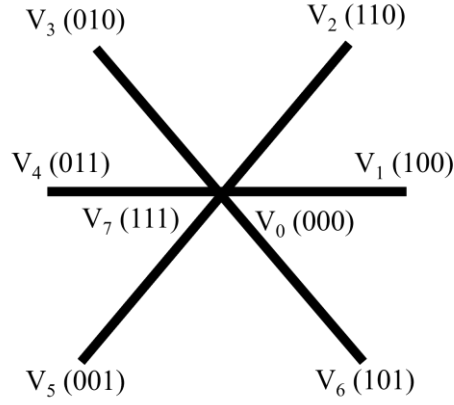


Şekil 2.3. Üç fazlı iki seviyeli invertör topolojisi

Bu modellemede invertör varsayılmıştır. Dengeli yük durumu için invertör tarafından üretilen faz gerilimleri Eşitlik 2.17 ile hesaplanır [40].

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{DA}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

V_{An} , V_{Bn} , V_{Cn} sırasıyla a-b-c fazlarının faz-yıldız noktası gerilimleri, V_{DA} DA bara gerilimi ve S_1 , S_3 , S_5 sırasıyla a-b-c fazlarının üst anahtarlarının iletim/kesim durumunu ifade etmektedir. Üç fazlı iki seviyeli invertör üç adet bacağa sahiptir. Her bir bacadaki bulunan üst ve alt anahtarların birleşim noktalarından yük beslenir. İnverterin çalışması sırasında alt ve üst anahtarlardan sadece bir tanesinin iletime geçmesine izin verilir ve her bir bacadaki muhakkak bir anahtar iletimde olmak zorundadır. Böylece DA bara geriliminin kısa devre olması engellenir ve endüktif yüklerin akım sürekliliği sağlanmış olunur. Bu kısıtlama gibi anahtarlama kısıtlılıkları çıkarılınca invertörün toplam sekiz adet izin verilen anahtarlama durumu ortaya çıkar [43]. Bunlardan altı tanesi yüke gerilimin uygulanmasını sağladığı için aktif anahtarlama durumları ve diğer ikisi sıfır gerilim uyguladığı için sıfır anahtarlama durumları olarak ifade edilirler. İnverterin anahtarlama durumları ve her anahtarlama durumuna göre fazlarda oluşan gerilim değerleri sırasıyla Şekil 2.4'te ve Çizelge 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.4. İnverterin anahtarlama durumları

Çizelge 2.1. Anahtarlama durumlarına göre faz gerilim değerleri

Gerilim Vektörü	Anahtarlama Durumu	İletimde Anahtarlar	V_{An}	V_{Bn}	V_{Cn}
V_0	000	S_2, S_4, S_6	0	0	0
V_1	100	S_1, S_4, S_6	$(2/3)V_{DA}$	$(-1/3)V_{DA}$	$(-1/3)V_{DA}$
V_2	110	S_1, S_3, S_6	$(1/3)V_{DA}$	$(1/3)V_{DA}$	$(-2/3)V_{DA}$
V_3	010	S_2, S_3, S_6	$(-1/3)V_{DA}$	$(2/3)V_{DA}$	$(-1/3)V_{DA}$
V_4	011	S_2, S_3, S_5	$(-2/3)V_{DA}$	$(1/3)V_{DA}$	$(1/3)V_{DA}$
V_5	001	S_2, S_4, S_5	$(-1/3)V_{DA}$	$(-1/3)V_{DA}$	$(2/3)V_{DA}$
V_6	101	S_1, S_4, S_5	$(1/3)V_{DA}$	$(-2/3)V_{DA}$	$(1/3)V_{DA}$
V_7	111	S_1, S_3, S_5	0	0	0

İnvertere uygulanan her bir anahtarlama durumu sonucunda invertörün fazlarında oluşacak gerilimler Eşitlik (2.17) kullanılarak hesaplanır. Daha sonrasında bu gerilimler Park dönüşümü kullanılarak, sırasıyla Eşitlik (2.18) ve Eşitlik (2.19)'da belirtildiği gibi dq- eksen takımında ifade edilirler.

$$V_d = \frac{2}{3} \left(V_{An} \cos \theta_e + V_{Bn} \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{Cn} \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (2.18)$$

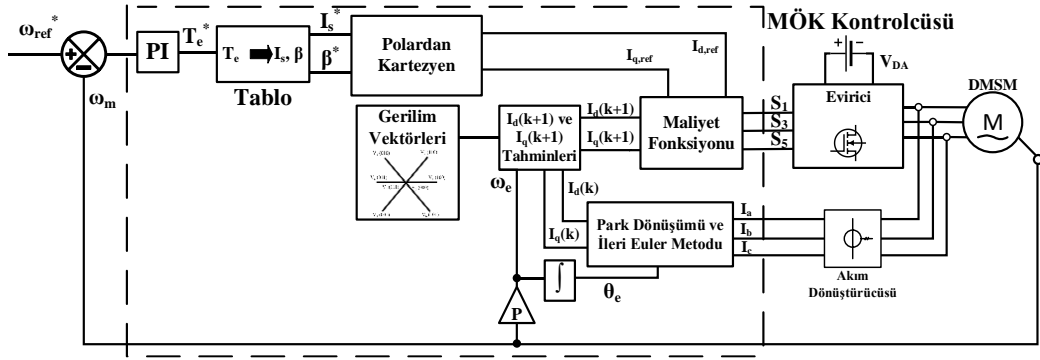
$$V_q = \frac{2}{3} \left(-V_{An} \sin \theta_e - V_{Bn} \sin \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) - V_{Cn} \sin \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (2.19)$$

2.2. UYGULANAN KONTROL STRATEJİLERİ

2.2.1. Sonlu Kontrol Set Model Öngörülü Kontrol (SKS-MÖK) Metodu ve Simülasyon Sonuçları

2.2.1.1. SKS-MÖK Çalışma Mantığı

SKS-MÖK metodunun temelini, invertörün doğasından kaynaklı sınırlı sayıda anahtarlama durumlarının oluşturduğu akımları yük modelini kullanarak tahmin etme oluşturmaktadır. Daha sonrasında optimizasyon kriteri olan maliyet fonksiyonunu en aza indiren akım tahminini oluşturan anahtarlama durumu seçilerek invertöre doğrudan uygulanır. Bunların yapılabilmesi için sistemin matematiksel modeli Bölüm 2.1’de sunulmuştur. SKS-MÖK tabanlı kontrol stratejisinin blok diyagramı Şekil 2.5’te verilmiştir.



Şekil 2.5. SKS-MÖK blok diyagramı

Bu stratejide ilk olarak referans hız ile rotorun anlık hızı karşılaştırılarak hata sinyali elde edilir. Elde edilen hata sinyali PI kontrolörde karşılaştırılır. PI kontrolör, çıkışında motordan talep edilen ve hız hatasını sıfıra sürecektir olan elektromanyetik tork komutunu üretir. Böylece denetleyecinin çıkışında referans elektromanyetik tork değeri elde edilir. Kalıcı durumda PI kontrolör çıkışındaki hata sıfıra sürüldüğünde motorun mekanik kayıpları ihmal edildiği zaman, motorun ürettiği elektromanyetik tork yük torkuna eşit olmaktadır. PI kontrolör çıkışında elde edilen referans tork değeri tablo yardımıyla gerekli stator akımı (I_s) ve akım açısı (β) değerlerine çevrilir. Bu tabloda, her bir tork değerine karşılık gelecek I_s ve β değerleri motor karakteristiğinden yararlanarak kaydedilmiştir. Talep edilen tork değerine göre hesaplanan I_s ve β sırasıyla Eşitlik (2.20) ve Eşitlik (2.21) kullanılarak referans dq-eksen akımlarına dönüştürülür.

$$I_{d,ref} = -I_s \sin(\beta) \quad (2.20)$$

$$I_{q,ref} = I_s \cos(\beta) \quad (2.21)$$

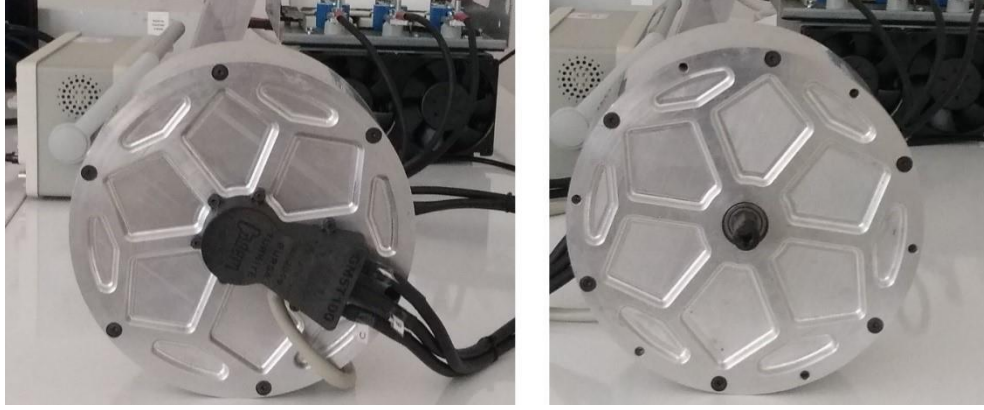
Motordan ölçülen faz akımları ve sekiz adet anahtarlama durumunun oluşturduğu faz-nötr gerilimleri kontrolör bloğunun içinde Park dönüşümü yardımıyla dq- ekseninde ifade edilirler. dq- ekseninde ifade edilen akımlar ile faz-nötr gerilimleri, motor parametreleriyle birlikte sırasıyla Eşitlik (2.14) ve Eşitlik (2.15)'de çıkarılan motorun ayrık matematiksel eşitliklerinde yerlerine konulur. Böylelikle her bir anahtarlama durumunun oluşturduğu akım tahminleri elde edilmiş olur. Optimizasyon işleminin tamamlanabilmesi için kontrolü gerçekleştirilecek olan değişkenler maliyet fonksiyonu içerisinde tanımlanmak zorundadır. Buna göre, Eşitlik (2.20) ve Eşitlik (2.21) ile hesaplanan referans akım değerleriyle, motorun ayrık matematiksel modeli kullanılarak sekiz anahtarlama durumu sonucunda elde edilen dq- ekseninde akım tahminleri Eşitlik (2.22)'de verilen maliyet fonksiyonunda değerlendirilirler [35].

$$G = (I_{d,ref} - I_d(k+1))^2 + (I_{q,ref} - I_q(k+1))^2 \quad (2.22)$$

Eşitlik (2.22)'de verilen maliyet fonksiyonunu minimize eden akım tahminini oluşturan anahtarlama durumu seçilir. Böylece referans değere en yakın olan akım tahmini seçilerek optimizasyon işlemi tamamlanmış olur. Hatayı minimize eden anahtarlama vektörü doğrudan invertöre uygulanır. Bu işlemler her örnekleme periyodunda bir kez yapılır ve motorun kontrolü gerçekleştirilmiş olur.

2.2.1.2. SKS-MÖK Metoduyla Tasarlanan Sistemin Simülasyon Sonuçları

Kontrol sisteminin genel çalışma prensibinin anlatılmasından sonra SKS-MÖK metoduyla DMSM'nin tork kontrolü simülasyon ortamında yapılmış ve sistemin kalıcı durumu ile dinamik durumdaki performansı incelenmiştir. Simülasyonda kullanılan 4,1 kW'lık prototip motor ve parametreleri sırasıyla Şekil 2.6 ve Çizelge 2.2'de verilmiştir.



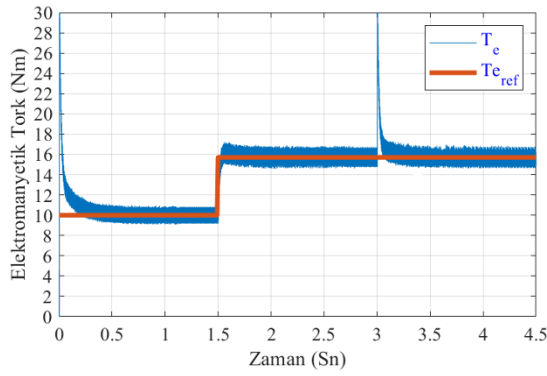
Şekil 2.6. Prototip motorun ön ve arka görüntüsü

Çizelge 2.2. Motor Parametreleri

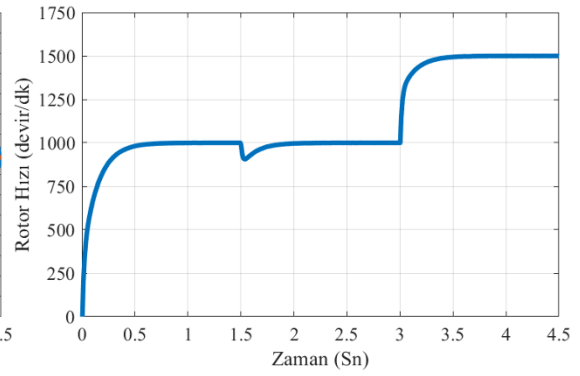
Parametre	Tanım	Değer
p	Kutup çifti sayısı	4
P	Sürekli güç	4,1 kW
T	Sürekli tork	15,7 Nm
L_d	d-eksen endüktansı	0,282 mH
L_q	q-eksen endüktansı	0,827 mH
Ψ_m	Mıknatıs akısı	0,0182 Wb
R_s	Stator faz direnci	0,0463 Ω

DMSM'nin elektrikli araç uygulamalarında da yapılan tork kontrolü SKS-MÖK metoduyla Matlab/Simulink© programında simülasyonu yapılmıştır. Şekil 2.5'de verilen blok diyagramdaki gibi tasarlanan sürücü için simülasyonda, araç sabit hızda hareket ediyorken belli bir süre sonra yokuş yukarı hareket eden senaryoyu canlandırmak üzere talep edilen tork değeri basamak olarak artırılarak motordan talep edilen tork değerini üretmesi istenmiştir. Sürücünün bu geçiş anındaki dinamik durumuyla, referans değere oturduğu zamandaki kalıcı durum performansları incelenmiştir. Simülasyon süresi $t=4,5$ sn olacak şekilde ayarlanmıştır. Motordan $t=0$ sn ile $t=3$ sn arasında $n_{ref}=1000$ devir/dk hızda ve $t=3$ sn ile $t=4,5$ sn arasında $n_{ref}=1500$ devir/dk hızda dönmesi istenmiştir. Başlangıçta motordan $T_L=10$ Nm tork talep edilmiştir. $t=1,5$ saniyeden sonra ise motorun nominal tork değeri olan $T_L=15,7$ Nm tork motora yük olarak bindirilmiştir ve böylece motorun aynı oranda elektromanyetik tork üretmesi sağlanmıştır. Böylece kontrol sisteminin farklı hız ve farklı tork taleplerine olan tepkisi incelenmiştir. SKS-MÖK kontrol bloğunun örnekleme zamanı $T_s=30$ μ s olarak ayarlanmıştır. Şekil 2.7'de verildiği gibi başlangıç anında motor referans hız değerine aşma yaşamadan ulaşmaktadır. Şekil 2.7'de PI kontrolör hız

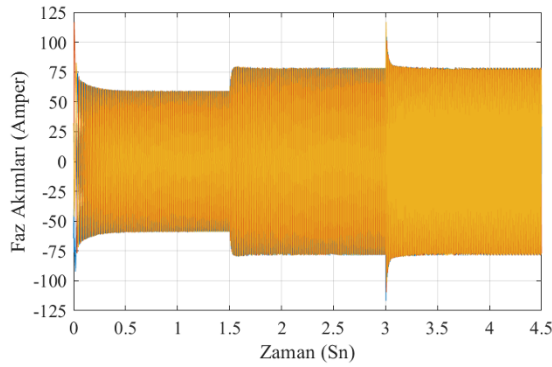
hatasını sıfıra çekerek motora binen yük torku değerini motorun üretmesi gereken elektromanyetik tork değerine eşitlemektedir. Böylece motor talep edilen tork değerini referans hızda üretmeyi başarmıştır. Şekil 2.7’de de gösterildiği gibi başlangıçta talep edilen tork değerine karşılık gelecek olan akım genlikleri ve bu akım genliklerine karşılık gelecek dq- eksen akım değerleri sürücü tarafından ayarlanmış ve referans değer üzerinde salınım yapmaya başlamıştır.



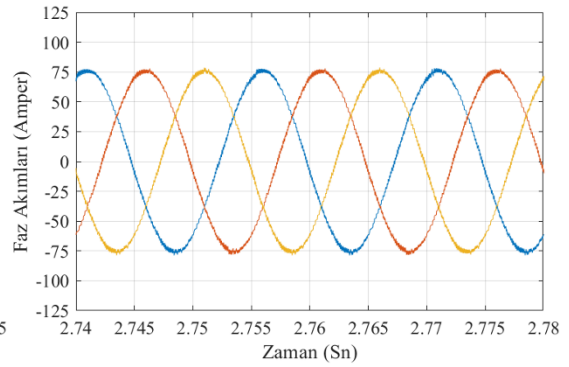
a)



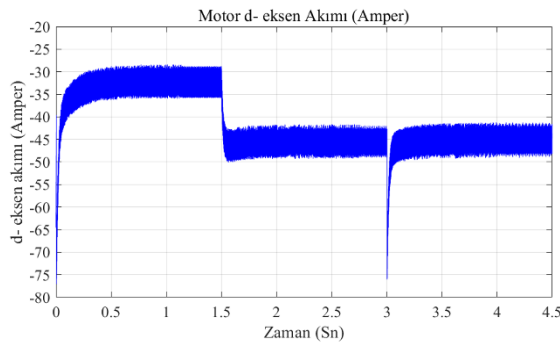
b)



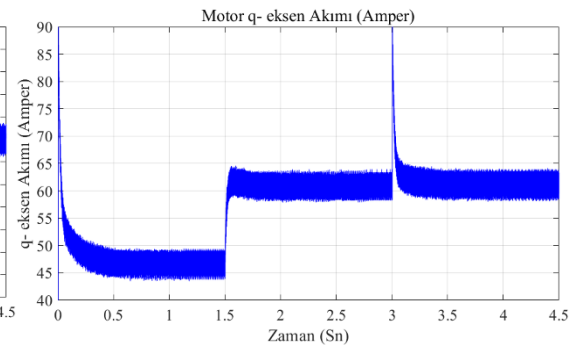
c)



d)



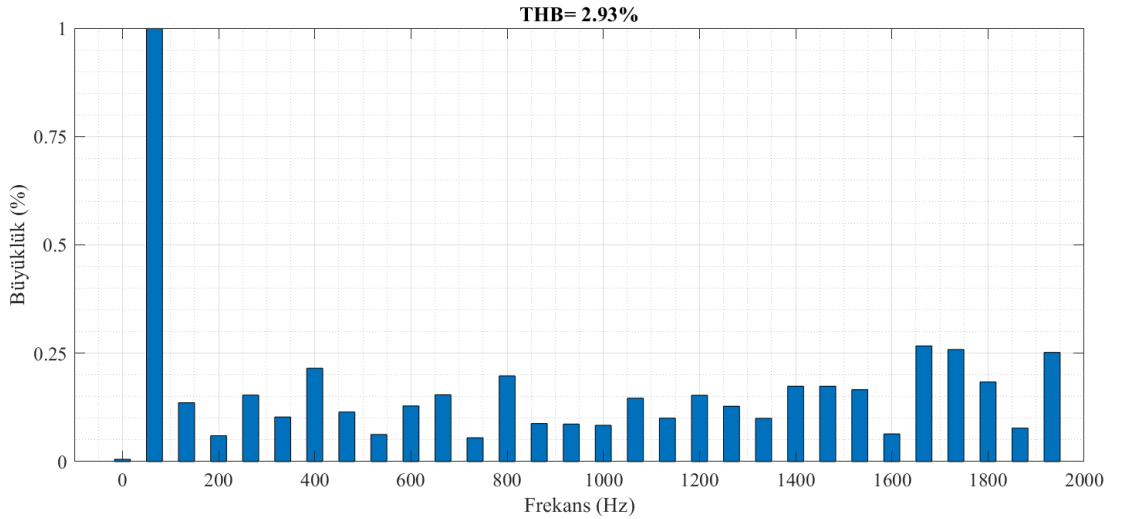
e)



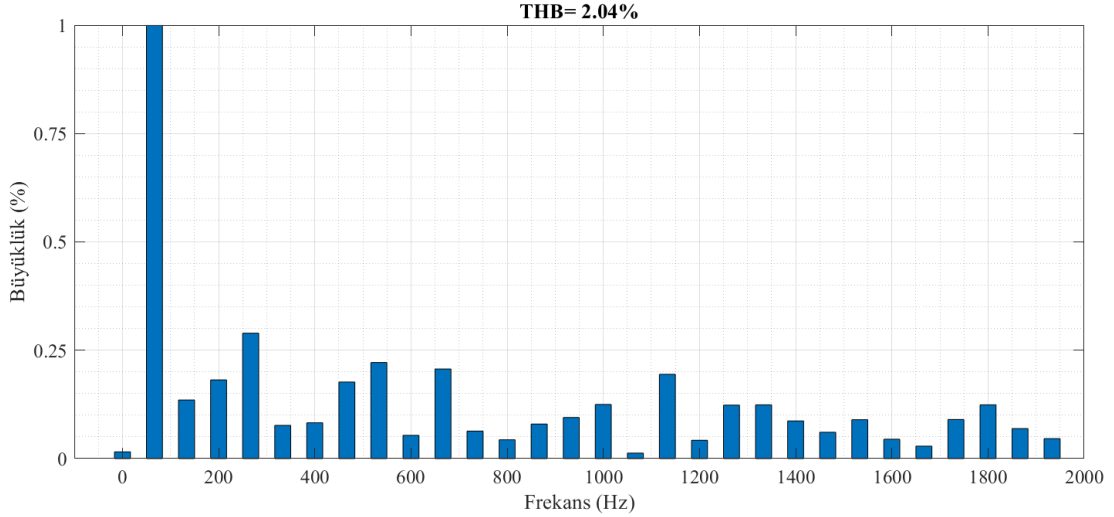
f)

Şekil 2.7. SKS-MÖK metoduyla $T_s = 30 \mu s$ 'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk ile $n_{ref} = 1500$ devir/dk hızda ve $T_e = 10$ Nm ile $T_e = 15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Elektromanyetik tork grafiği, b) Rotor hız grafiği, c) Faz akımları grafiği, d) Kalıcı durumda yaklaşılmış faz akımları grafiği, e) d- eksen akım grafiği, f) q-eksen akım grafiği

$t=1,5$. saniyede motora binen yeni tork değerine göre motor hızında küçük bir düşüş yaşanmıştır. PI kontrolör hız hatasını sıfıra çekmiş ve kontrolör yeni referans tork değerine göre faz akımlarının büyüklerini ayarlamıştır. Böylece motor talep edilen tork değerini referans hız değerinde üretmiştir. $t=3$. saniyede sürücüden yeni hız talebi istendiğinde rotor hızı aşma yaşamadan yeni referans değere oturmuştur. Aynı şekilde kontrol sistemi yeni hız talebine göre stator akımlarının frekansını ayarlamıştır. Şekil 2.8'de $n_{ref} = 1000$ devir/dk hızda kalıcı durumda her iki tork değeri içinde A faz akımının THB oranları harmonik bileşenleriyle birlikte gösterilmiştir. Örnekleme zamanının düşük seçilmesiyle birlikte kontrolör daha fazla kendini güncellemiş, ortalama anahtarlama frekansı yükseltilmiş ve akımlardaki THB oranı %3'ün altına düşürülmüştür. Akımlardaki THB oranının düşürülmesiyle birlikte sistemin güç kalitesi ve kalıcı durum performansı iyileştirilmiştir.



a)



b)

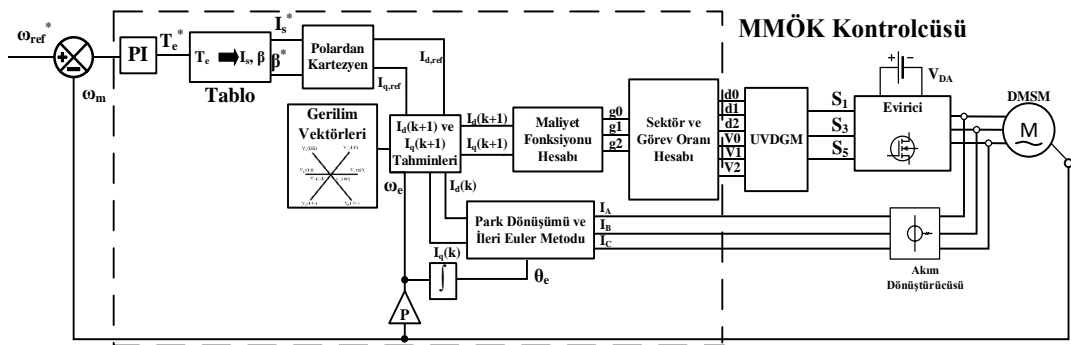
Şekil 2.8. $T_s=30\ \mu s$ 'de ve $n_{ref}=1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A faz akımı THB değerleri; a) $T_e=10$ Nm tork değerinde THB değeri, b) $T_e=15,7$ Nm tork değerinde THB değeri

SKS-MÖK metoduyla elde edilen sonuçlar iyi olmakla birlikte düşük örnekleme zamanında standartları karşılayan THB değerleri elde edilebilmektedir. Düşük örnekleme zamanları kullanmak yüksek performanslı sayısal işlemciler gerektirmektedir. Yüksek performanslı sayısal işlemciler kullanılsa bile düşük örnekleme zamanlarında değişkenler daha hızlı güncelleneceği için sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yük ciddi şekilde artacaktır. Sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yükü hafifletebilmek için çözüm olarak verilebilecek ilk yöntem örnekleme zamanını arttırmaktır. Fakat kontrol sisteminde modülatör bloğunun bulunmaması sebebiyle aynı konvertör gerilim vektörü örnekleme zamanı artacağı için daha uzun aralıklarla invertöre uygulanacaktır. Bu da akım kalitesini düşürerek akımlardaki THB oranını arttıracak, öngörülemez harmonik spektrumu sebebiyle filtre tasarımını zorlaştıracaktır. Aynı şekilde elektromanyetik torktaki dalgalanmalar artacaktır. Bunlardan kaynaklı örnekleme zamanını arttırmak sistemin kalıcı durum performansına negatif etki yaratmış olacaktır. Bundan dolayı düşük örnekleme zamanları kullanarak sayısal işlemcinin üzerindeki matematiksel yükü arttırmak veya yüksek örnekleme zamanları kullanarak sistemin kalıcı durum performansına zarar vermek yerine hem sayısal işlemcinin üzerindeki matematiksel yükü azaltacak hem de sistemin kalıcı durum performansına zarar vermeyecek bir çözümün olarak modüleli model öngörülü kontrol geliştirilmiştir.

2.2.2. Moduleli Model Öngörülü Kontrol (MMÖK) Metodu ve Simülasyon Sonuçları

2.2.2.1. MMÖK Metoduyla Çalışma Mantığı

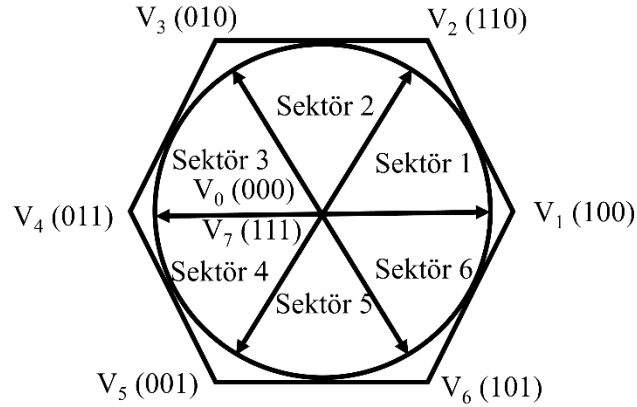
Birinci olarak verilen çözümün aksine kontrol sistemine modülatör bloğu eklemek belirtilen sorunlara bir çözüm olarak verilebilir. SKS-MÖK metoduna modülatör bloğunun eklenmesiyle birlikte oluşan metoda MMÖK metodu adı verilmektedir. MMÖK metodu SKS-MÖK'nin getirdiği bütün avantajların yanında sisteme eklenen uzay vektör darbe genişlik modülasyon (UVDGM) tekniğinin avantajlarına da sahip olmaktadır. Sürücüyü UVDGM'nin eklenmesiyle birlikte sistem sabit anahtarlama frekansına sahip olmakla birlikte bir örnekleme zamanı boyunca istenilen gerilim vektörü iki adet komşu aktif vektör ve iki adet sıfır vektörü yardımıyla sentezlenir [59]. Sisteme modülatör bloğu eklenmesiyle birlikte SKS-MÖK metodunun aksine yüksek örnekleme zamanları kullanılarak kontrolörün üzerindeki matematiksel yük azaltılmış olur. Geniş banda yayılan harmonikler ve dalgalanmalar minimize edilmiş, sistemin güç kalitesi artırılmış, filtre tasarımı kolaylaşmış ve sistem performansı iyileştirilmiş olur. MMÖK metoduyla geliştirilecek kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.9'da verilmiştir.



Şekil 2.9. MMÖK blok diyagramı

SKS-MÖK metodunda olduğu gibi her bir anahtarlama durumunun oluşturduğu akım tahminleri sistemin ayrıklı durumda matematiksel modeli kullanılarak elde edilir. Tanımlanan maliyet fonksiyonu yardımıyla her bir anahtarlama durumunun

oluşturduğu akım tahminlerinin referans değere olan uzaklığı hesaplanarak hatalar elde edilir. MMÖK metodunda da SKS-MÖK metodunda olduğu gibi bu işlemler yapılır. UVDGM modülasyon tekniği olarak kullanıldığından anahtarlamının yapılabilmesi için optimum sektörün ve bu sektöre karşılık gelen anahtarlama durumlarının görev oranlarının hesaplanması gerekmektedir. İki seviyeli invertör için 6 adet sektör bulunmakta ve bu sektörlerle karşılık gelen 2 adet aktif anahtarlama durumu ile 2 adet sıfır anahtarlama durumu bulunmaktadır. Anahtarlama durumlarının görev oranlarına göre bu anahtarlama durumları arasında modülasyon yapılarak istenilen gerilim değeri elde edilmektedir. MMÖK metodunda da tipik UVDGM tekniğinde olduğu gibi optimum sektör bulunur. Bu sektöre karşılık gelen aktif anahtarlama durumlarıyla sıfır anahtarlama durumları arasında modülasyon yapılır. Bu iki anahtarlama durumu arasında modülasyonun yapılmasıyla birlikte bir örnekleme zamanı boyunca ortalama akım hatası sıfıra indirilir [92]. UVDGM için sektörler Şekil 2.10'da verilmiştir.



Şekil 2.10. İki seviyeli invertör anahtarlama vektörleri ve tanımlı sektörler

Optimum sektörün elde edilebilmesi için her bir akım tahminini oluşturan anahtarlama durumlarının Eşitlik (2.22)'de verilen maliyet fonksiyonu yardımıyla hesaplanan hatalarının hafızada tutulması gerekmektedir. 8 anahtarlama durumu sonucunda oluşan akım tahminlerinin maliyet fonksiyonunda bulunan dq- eksenine referans akımlarına göre hataları birbirlerinden ayrı olacak şekilde Eşitlik (2.24) ile Eşitlik (2.25)'de verildiği gibi hafızada tutulur.

$$G = G_d^2 + G_q^2 \quad (2.23)$$

$$G_d = I_{d,ref} - I_d(k + 1) \quad (2.24)$$

$$G_q = I_{q,ref} - I_q(k + 1) \quad (2.25)$$

Burada G_d, G_q sırasıyla dq- eksenindeki hataları temsil etmektedir. MMÖK metodunda referans akımlar ile motor faz akımlarının arasındaki hatanın sifıra düşürülerek, akımların referans takibini yapabilmesi için seçilen sektördeki anahtarlama durumlarının görev oranlarının doğru bir şekilde bulunması gerekmektedir. Görev oranlarının bulunabilmesi için ilk olarak sektörün belirlenmesi gerekmektedir. Referans olan sektörü seçebilmek için Eşitlik (2.22)'de verilen maliyet fonksiyonunda hatayı en aza indiren aktif gerilim vektörü seçilir ve başlangıçta bu aktif gerilim vektörüyle başlayan sektör referans sektör olarak seçilir. Referans sektör seçildikten sonra görev oranlarını bulabilmek için ise Eşitlik (2.22)'de verilen maliyet fonksiyonunun Eşitlik (2.24) ve Eşitlik (2.25)'te gösterildiği gibi yeniden ifade edilmesiyle birlikte bir örnekleme zamanı boyunca referans olarak seçilen sektördeki ortalama akım hatası Eşitlikler (2.26) -(2.28)'de verildiği gibi sifıra eşitlenir. Referans akımlar ile motor faz akımları arasındaki hatanın ortalama olarak sifıra indirilmesiyle birlikte sektörlerdeki anahtarlama durumlarının görev oranlarının oluşturacağı akımların referans akım takibini yapması ve böylece motorun üreteceği elektromanyetik torkun doğru dq- eksen akım referanslarında üretilmesi sağlanmaktadır.

$$\sum_{j=0}^2 d_j G_{d,j} = 0 \quad (2.26)$$

$$\sum_{j=0}^2 d_j G_{q,j} = 0 \quad (2.27)$$

$$\sum_{j=0}^2 d_j = T_s \quad (2.28)$$

$j=0,1,2$ olacak şekilde d_j her sektörteki aktif ve sıfır vektörlerinin görev oranlarını, $G_{d,j}, G_{q,j}$ Eşitlik (2.24) ile Eşitlik (2.25)'te verilen dq- eksen akımlarının hatalarını

temsil etmektedir. Eşitlikler (2.26) -(2.28)'de verilen ifadeler d_j ifadesi için çözülerek seçilen sektördeki anahtarlama durumlarının görev oranları Eşitlikler (2.29)-(2.31)'de gösterildiği gibi elde edilir [92].

$$d_0 = \frac{T_s(G_{d1}G_{q2} - G_{d2}G_{q1})}{D} \quad (2.29)$$

$$d_1 = \frac{T_s(G_{d2}G_{q0} - G_{d0}G_{q2})}{D} \quad (2.30)$$

$$d_2 = \frac{T_s(G_{d0}G_{q1} - G_{d1}G_{q0})}{D} \quad (2.31)$$

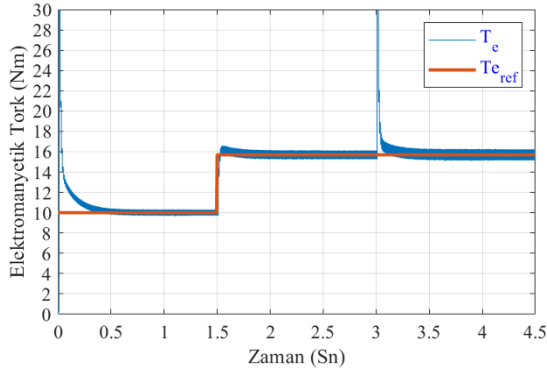
D değişkeni, Eşitlik (2.32)'da verildiği gibi tanımlanmaktadır.

$$D = G_{d0}G_{q1} - G_{d1}G_{q0} - G_{d0}G_{q2} + G_{d2}G_{q0} + G_{d1}G_{q2} - G_{d2}G_{q1} \quad (2.32)$$

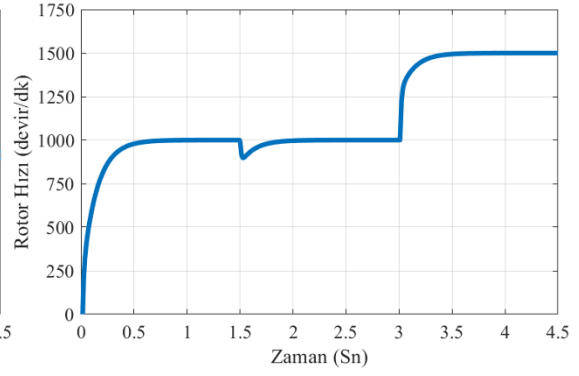
Sektörün ve sektöre karşılık gelen anahtarlama vektörlerinin görev oranlarının bulunmasıyla birlikte modülatör bloğu bu anahtarlama durumlarını ve bu anahtarlama durumlarına karşılık gelen görev oranlarını kullanarak anahtarlama sinyallerini üretir. Böylece sabit anahtarlama frekansı elde edilmiş ve her bir gerilim vektörünün üretilmesi sağlanmış olur.

2.2.2.2. MMÖK Metoduyla Tasarlanan Kontrol Sisteminin Simülasyon Sonuçları

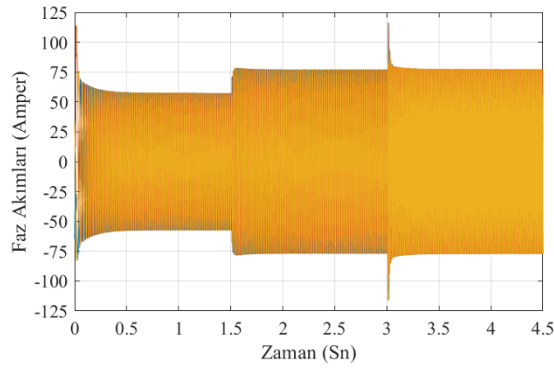
Şekil 2.9'da verilen kontrol sistemi simülasyon ortamında oluşturulmuştur. SKS-MÖK metoduyla yapılan simülasyonda olduğu gibi MMÖK metodunun da dinamik ve kalıcı durumlardaki performansı incelenmiştir. Bu amaçla Bölüm 2.2.1.1 ile aynı senaryo uygulanmıştır. Kontrol sisteminin örnekleme zamanı SKS-MÖK'nin aksine yükseltılarak $T_s = 100 \mu s$ değerine ayarlanmıştır.



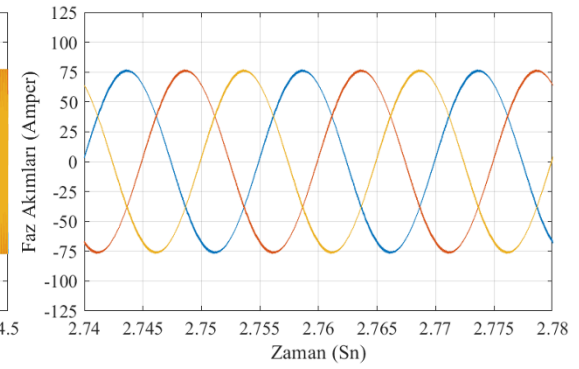
a)



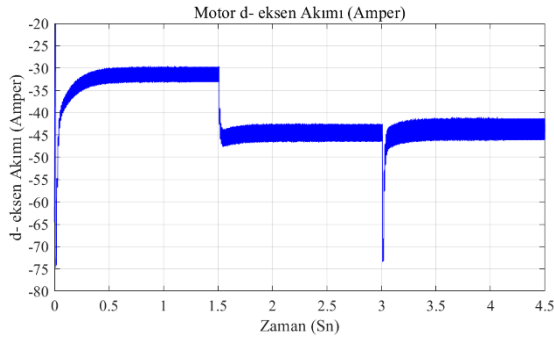
b)



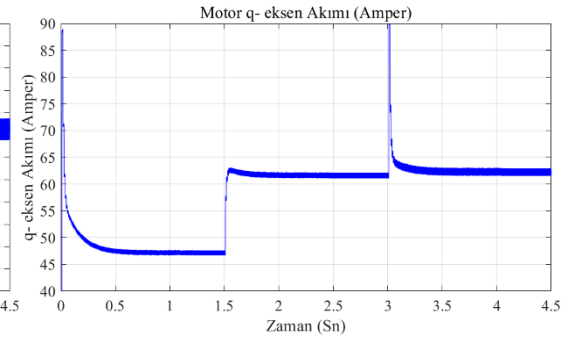
c)



d)



e)

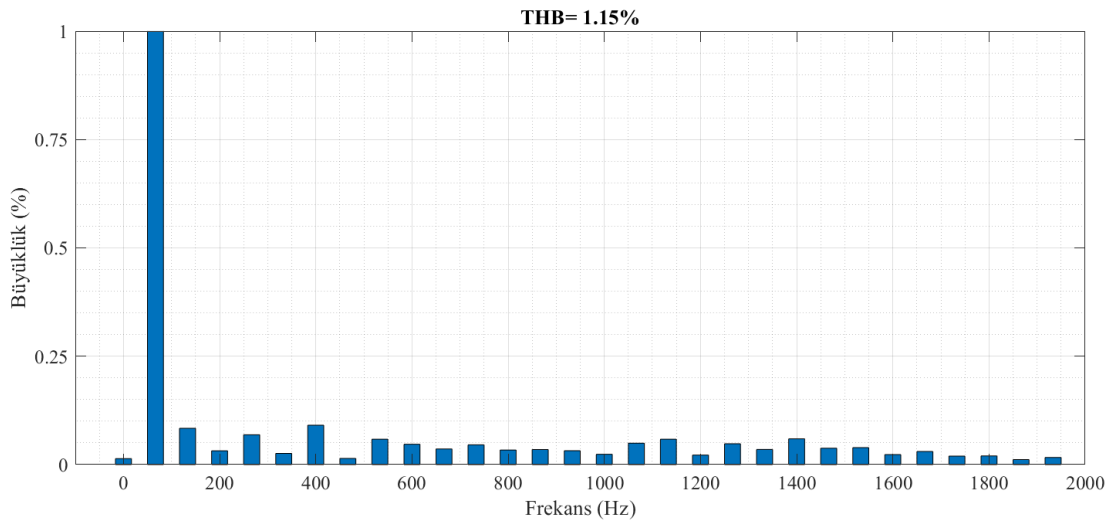
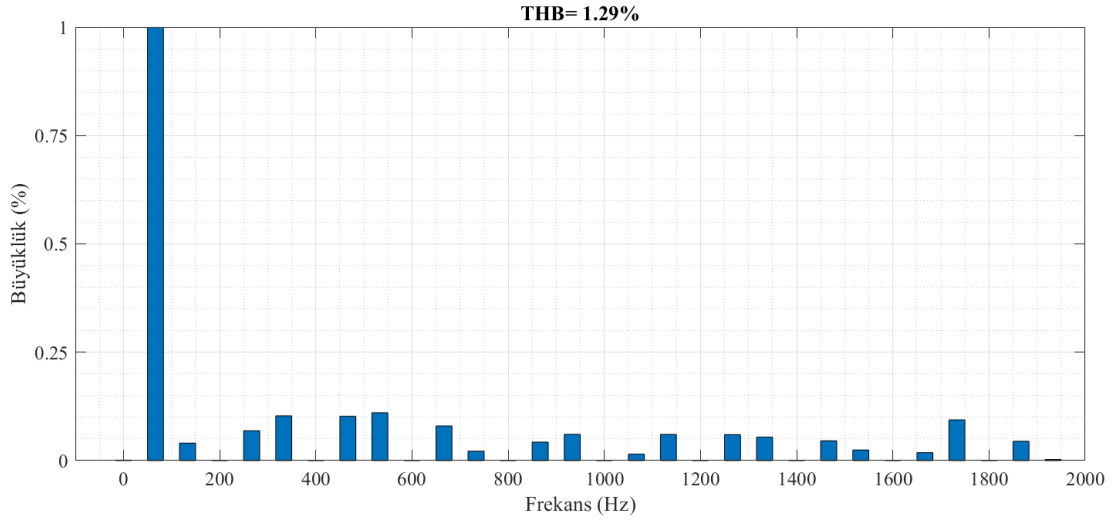


f)

Şekil 2.11. MMÖK metoduyla $T_s=100 \mu s$ 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ile $n_{ref}=1500$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Elektromanyetik tork grafiği, b) Rotor hız grafiği, c) Faz akımları grafiği, d) Kalıcı durumda yakınlaştırılmış faz akımları grafiği, e) d- eksen akım grafiği, f) q- eksen akım grafiği

Şekil 2.11'de verildiği gibi tasarlanan kontrol sistemi referans hızda başlangıç anında talep edilen tork değerini motorun üretmesini sağlamaktadır. Aynı şekilde motordan

tork artırım talebi olduğunda kontrol sistemi hız hatasını geçiş anından ~0,25 saniye sonrasında sıfıra çekmiş ve buna bağlı olarak kontrolör dinamik duruma yeni akım genliklerini ayarlayarak cevap vermiştir. Böylece tasarlanan kontrol sisteminin tork adımlarına karşı dinamik durumda ve kalıcı durumda doğru bir şekilde çalıştığı kanıtlanmıştır. $t=3$. saniyede motorun hız talebinde artış istendiğinde Şekil 2.11’de verildiği gibi rotor hızı aşma yaşamadan referans değere oturmuştur. Şekil 2.12’de her iki referans tork değeri için $n_{ref}=1000$ devir/dk hızda akımlarda oluşan THB değerleri gösterilmiştir. Stator akımlarındaki THB değerleri her iki durum içinde %1,5’in altındadır.



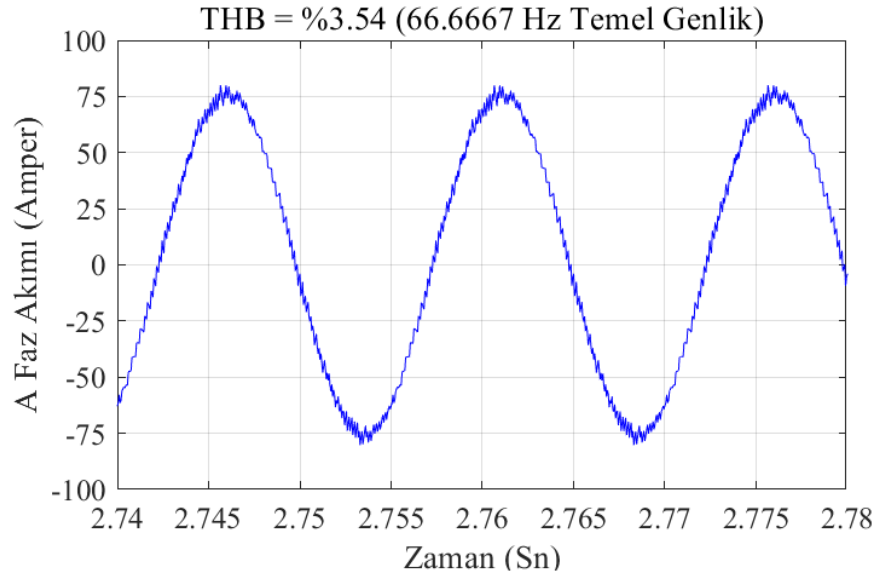
Şekil 2.12. $T_s = 100 \mu s$ 'de ve $n_{ref} = 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A faz akımı THB değerleri; a) $T_e = 10$ Nm tork değerinde THB değeri, b) $T_e = 15,7$ Nm tork değerinde THB değeri

Şekil 2.11 ve Şekil 2.12'den açıkça görüldüğü üzere örnekleme zamanı yükseltilmesine rağmen sisteme modülasyon bloğunun eklenmesi elektromanyetik torkdaki dalgalanma ile stator akımlarındaki THB değerini SKS-MÖK metoduna kıyasla önemli oranda düşürmeyi başarmıştır. Böylelikle sistemin güç kalitesi arttırılmıştır. Bundan dolayı SKS-MÖK metoduyla kıyaslayınca MMÖK metodu yüksek örnekleme zamanlarında çalıştırıldığı halde sistemin kalıcı durum performansını iyileştirmiştir. Ayrıca UVDGM tekniği kontrol sistemine eklendiği halde örnekleme zamanı SKS-MÖK metoduna yeterince yüksek seçildiği için sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yük azaltılmıştır.

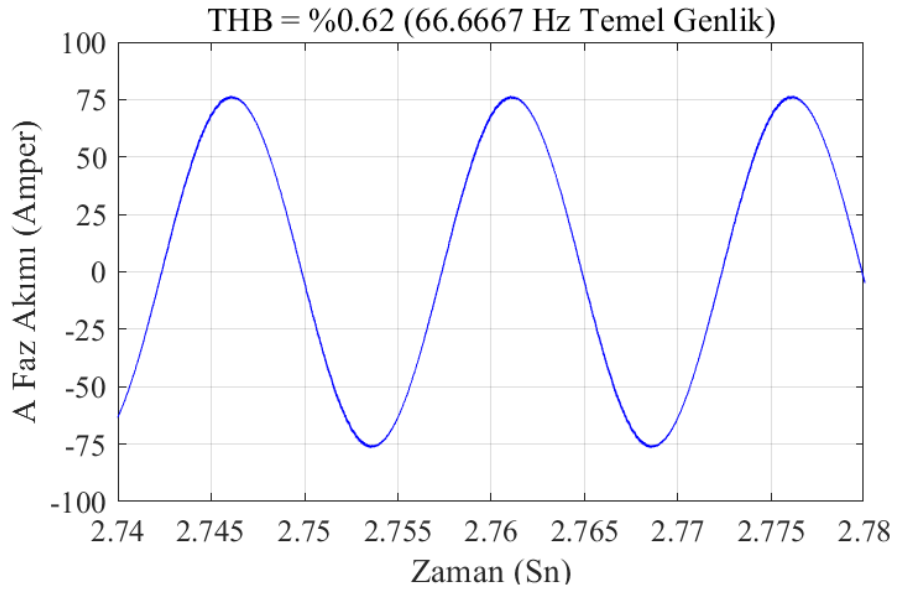
2.3. SKS-MÖK VE MMÖK METOTLARIYLA TASARLANAN SİSTEMLERİN PERFORMANS KARŞILAŞTIRMASI

MMÖK metoduyla simülasyonu yapılan kontrol sisteminin SKS-MÖK metoduna kıyasla örnekleme zamanı yüksek seçilse de sistemin kalıcı durum performansını arttırdığı bir önceki bölümde gösterilmiştir. Fakat alınan simülasyon sonuçları her iki metot için tek bir örnekleme zamanı ve operasyon noktalarına göre elde edilmiştir. Bu bölümde her iki metodun performans karşılaştırması farklı örnekleme zamanı ve farklı elektromanyetik tork değerlerine göre yapılacaktır. Böylelikle her iki sistemin dinamik durumda ve kalıcı durumda geniş kapsamda simülasyon sonuçları elde edilerek birbirleriyle kıyaslanacaktır. Birinci olarak yapılan simülasyonda her iki kontrol sisteminin performans karşılaştırmasının aynı parametrelerle yapılabilmesi için örnekleme zamanları Bölüm 2.2'den farklı olarak her iki sürücü içinde $T_s = 50 \mu s$ olarak ayarlanmıştır. Simülasyon $t = 3$ sn boyunca çalıştırılmıştır. Sürücülerde referans hız $n_{ref} = 1000$ devir/dk olarak ayarlanmıştır. Motordan talep tork $t = 0$ sn ile $t = 1,5$ sn arasında $T_L = 10$ Nm ve $t = 1,5$ sn ile $t = 3$ sn arasında $T_L = 15,7$ Nm'ye çıkarılmıştır. Böylelikle her iki kontrol sisteminin farklı tork ile farklı hız değerlerinde performans analizinin yapılması amaçlanmıştır. Şekil 2.13'ten açıkça görüldüğü üzere gibi

MMÖK metodu SKS-MÖK'ye kıyasla faz akımlarındaki THB değerini önemli ölçüde azaltmaktadır. MMÖK metoduyla tasarlanan sürücü de A faz akımının 10 Nm'de THB değeri %0,74 iken, 15,7 Nm'de THB değeri %0,62'dir. SKS-MÖK metoduyla tasarlanan sürücüde A faz akımının 10 Nm'de THB değeri %4,84, 15,7 Nm'de THB değeri %3,54'tür. Şekil 2.14'de MMÖK metodu kontrol stratejisi olarak seçilirse SKS-MÖK metoduna göre motorun ürettiği elektromanyetik torktaki dalgalanmaları ciddi şekilde azalttığı ispatlanmıştır.

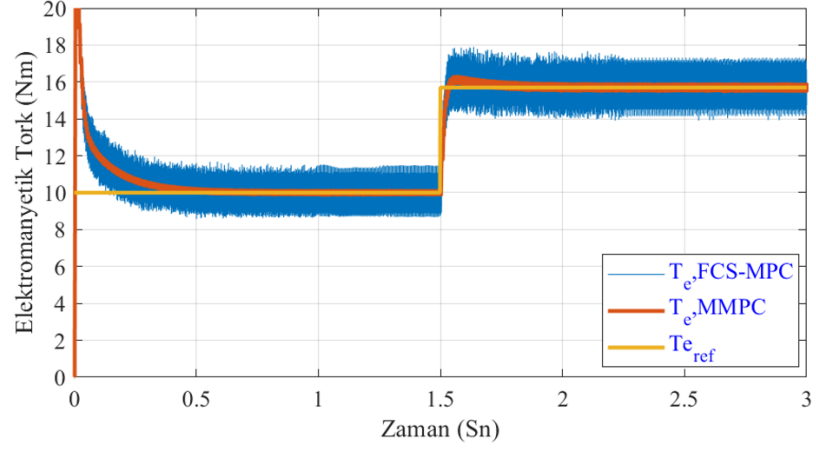


a)

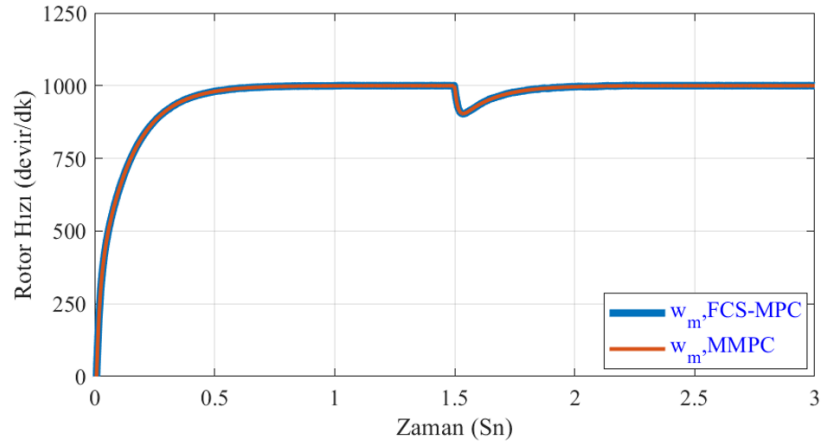


b)

Şekil 2.13. $T_s=50 \mu s$ 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=15,7$ Nm'de A faz akımı grafikleri; a) SKS-MÖK metodu, b) MMÖK metodu



a)



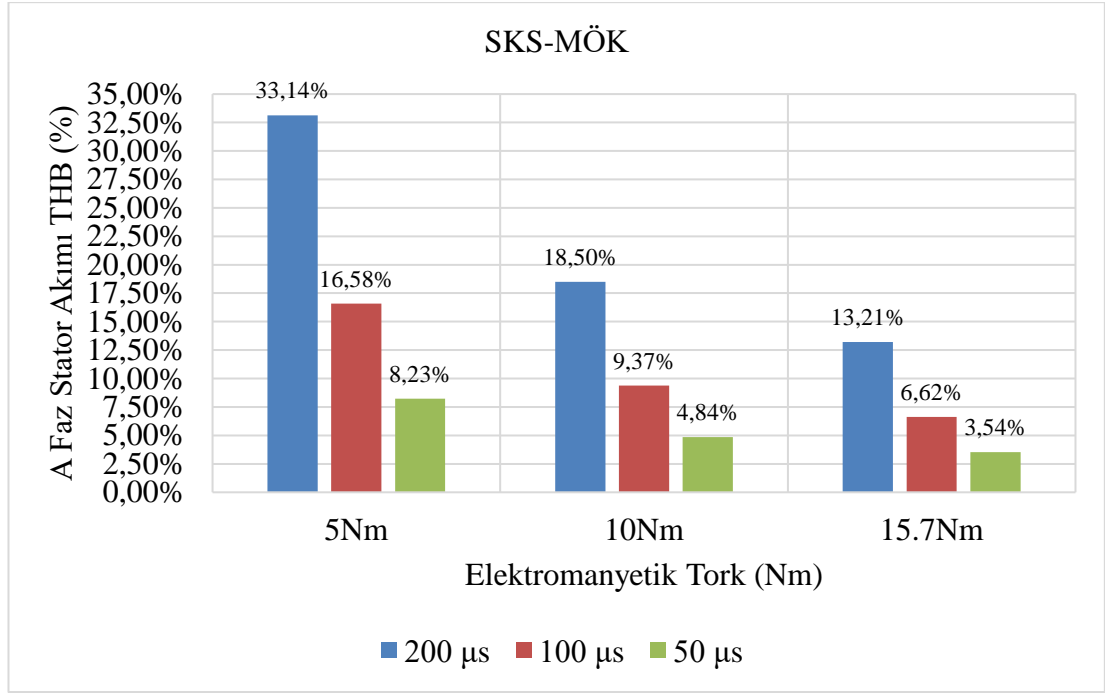
b)

Şekil 2.14. $T_s=50 \mu s$ 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Elektromanyetik tork grafiği, b) Rotor hız grafiği

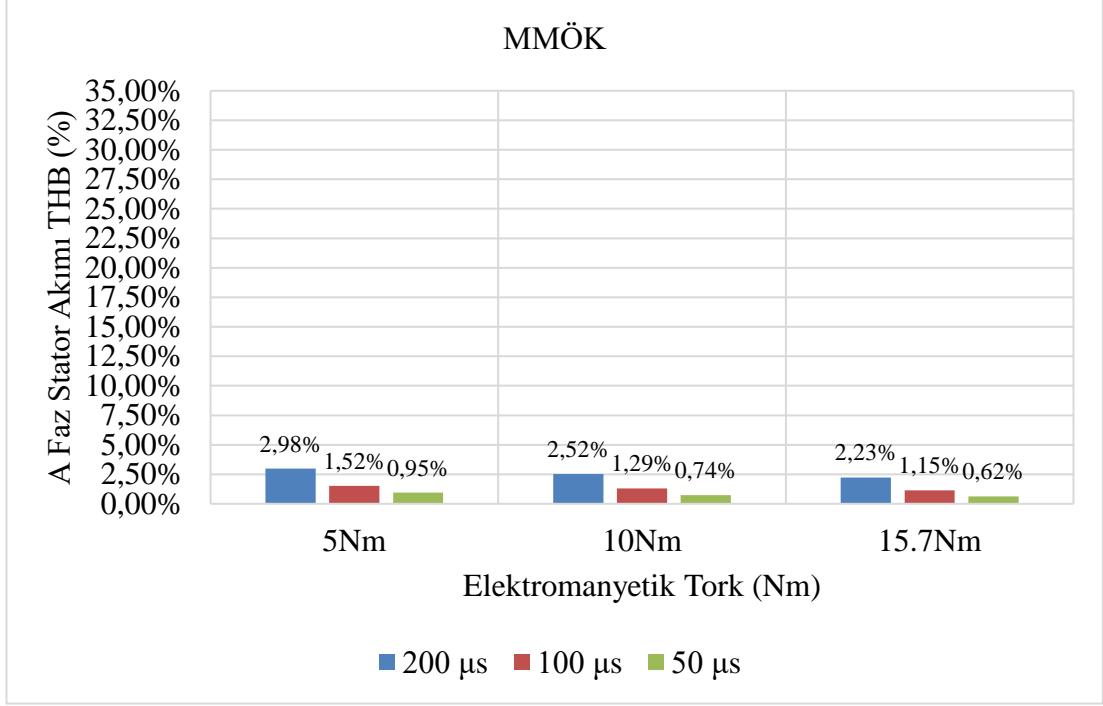
$t=1,5$. saniyede tork adımı uygulandığında motorun rotor hızında düşüş meydana gelse bile her iki kontrol sisteminin dış kontrolörleri rotor hızındaki hatayı hızlıca sıfıra sürmeyi başarmaktadır. Hız hatasını sıfıra sürmek için gerekli elektromanyetik tork değeri sürücüden talep edilmektedir. Her iki kontrol sistemi de yeni talep edilen torka karşılık stator akım genliklerini ayarlayarak motorun talep edilen tork değerini üretmesini sağlamaktadır. Önerilen metotlarla tasarlanan sürücü sistemleri tork

adımına karşılık hızlı cevaplar üreterek sistemin dinamik durumdan hızlıca kalıcı duruma geçmesini ve referans takibini yapmasını sağlamaktadır.

İkinci olarak yapılan simülasyonda her iki metot içinde referans hız $n_{ref}=1000$ devir/dk olarak belirlenmiştir. Her iki kontrol sistemi farklı örnekleme zamanlarında ve farklı elektromanyetik tork değerlerinde çalıştırılmıştır. Simülasyon süresi $t=2$ sn olarak belirlenmiştir. Böylece bir önceki performans kıyaslamalarına ek olarak her iki kontrol sisteminin geniş örnekleme zamanlarında ve geniş elektromanyetik tork değerlerinde kalıcı durum performansları incelenmiş ve sonuçlar elde edilmiştir. Bu verilen bilgilere göre elde edilen sonuçlar Şekil 2.15'te özetlenmiştir.



(a)



(b)

Şekil 2.15. Farklı elektromanyetik tork ve örnekleme zamanlarında THB değerleri ; (a) SKS-MÖK, (b) MMÖK

MMÖK metoduyla yapılan sürücü yüksek örnekleme zamanlarında ve düşük tork taleplerinde çalıştırılsa bile SKS-MÖK metoduyla yapılan sürücüye göre stator akımlarındaki THB oranını %33'ten %2,98'e kadar düşürmektedir. Düşük örnekleme zamanlarında SKS-MÖK metodu için stator akımlarındaki THB oranının yüksek örnekleme zamanlarında çalıştırıldığı duruma göre düşürülmesi sağlanmış olsa da MMÖK ile tasarlanan sürücüdeki THB oranına göre yine de daha kötü seviyededir.

Yüksek tork seviyelerinde yapılan testlerden sonra her iki kontrol sisteminin performans karşılaştırması motordan daha düşük tork değeri talep edilerek yapılmıştır. Her iki metotla yapılan testlerde motordan sırasıyla 0,1, 0,5, 1 ve 2 Nm değerlerinde tork talep edilmiştir. Her iki metot için $T_s = 50 \mu s$ ve $n_{ref} = 1000$ devir/dk olarak ayarlanmıştır. Buna göre her bir tork değerine karşılık gelecek akımlardaki THB oranı ölçülmüş ve elde edilen sonuçlar Çizelge 2.3'te gösterilmiştir.

Çizelge 2.3. Düşük tork değerlerinde her iki kontrol tekniği için THB oranları

Elektromanyetik Tork (Nm)	THB (%) – SKS-MÖK/MMÖK
0.1	%242,28 / %20,15
0.5	%75,49 / %4,63
1	%34,7 / %2,54
2	%18,37 / %1,65

Çizelge 2.3’te de verildiği gibi MMÖK metoduyla tasarlanan sürücü sistemi motordan düşük tork değerleri talep edildiği durum için SKS-MÖK metoduyla tasarlanan sürücü sistemine göre akımlardaki THB oranını ciddi şekilde azaltmaktadır. Yüksek ve düşük tork değerleri ile farklı örnekleme zamanlarında yapılan geniş kapsamlı simülasyonlardan da görüleceği gibi MMÖK metoduyla tasarlanan sürücü stator akımlarındaki THB oranını düşürmektedir. Böylelikle sistemin kalıcı durum performansı MMÖK metodu kontrol sistemine uygulanmasıyla birlikte önemli ölçüde iyileşmektedir.

Her iki metotla yapılan kontrol sistemin aynı anahtarlama frekansı değerlerinde sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yükünün kıyaslanabilmesi için testler yapılmıştır ve her iki metodun kontrolör bloğunun uygulama zamanı Matlab’da bulunan “Run and Time” menüsü yardımıyla ölçülmüştür. Burada hesaplanacak olan uygulama zamanları her bir algoritmanın tek bir döngüsü için Matlab’da ölçülen çalışma süreleridir. Bu yöntem her bir algoritmanın hesaplama yükünü birbirleriyle doğru bir şekilde karşılaştırmak için kullanılır ve bu süreler, sayısal işlemci veya FPGA üzerinde uygulanan kod blokları için gerçek uygulama zamanları değildir. Her iki metodun kontrolör üzerindeki matematiksel yük performanslarını daha iyi gösterebilmek için “Matematiksel Yük Oranı” Eşitlik (2.33)’teki gibi tanımlanmıştır [71].

$$MYO = \frac{\text{Uygulama Zamanı}}{\text{Örnekleme Zamanı}} \quad (2.33)$$

Birinci olarak her iki metot için $n_{ref} = 1000$ devir/dk, $T_e = 10$ Nm ve $T_s = 50$ µs olarak ayarlanmıştır. Bu örnekleme zamanında SKS-MÖK’ün ortalama anahtarlama frekansı 6 kHz çıkmıştır. Akımlardaki THB oranı MMÖK metodu için %0,74 iken SKS-MÖK metodu için bu oran %4,84’tür. Aynı örnekleme zamanlarında SKS-MÖK metoduyla

yapılan kontrol sisteminin akımlarındaki THB oranı MMÖK metoduna göre belirtilen operasyon noktasında ~6,5 kat yüksek çıkmaktadır. Fakat bu testte aynı anahtarlama frekanslarında iki metot çalışmamaktadır. SKS-MÖK metoduyla MMÖK'ün sağladığı THB oranlarını elde edebilmek için ikinci yapılan testte SKS-MÖK metodu için $T_s = 30 \mu s$ değerine düşürülmüş ve MMÖK metodu aynı örnekleme zamanı değerinde çalıştırılmıştır. SKS-MÖK metodu için örnekleme zamanının düşmesiyle birlikte ortalama anahtarlama frekansını artırılması amaçlanmıştır. Motordan talep edilen hız ve tork değerleri bir önceki test ile aynı tutulmuştur. SKS-MÖK için akımlardaki THB oranı %2,93 değerine düşmüştür. Örnekleme zamanı $20 \mu s$ azaltılmış olsada bu örnekleme zamanında ortalama anahtarlama frekansı 9 kHz değerindedir ve MMÖK ile aynı anahtarlama frekansında sistem çalışmamaktadır. Ayrıca MMÖK metoduyla geliştirilen sistemin THB oranını yakalayamamaktadır. MMÖK metodundaki THB oranını yakalayabilmek ve aynı anahtarlama frekanslarında karşılaştırmanın yapılabilmesi için üçüncü olarak yapılan testte SKS-MÖK metodunun örnekleme zamanı $T_s = 10 \mu s$ değerine düşürülmüştür. Örnekleme zamanının çok düşük seçilmesiyle ortalama anahtarlama frekansı ~20 kHz değerine yükselmiş ve MMÖK ile aynı anahtarlama frekansında çalışılmıştır. Akımlardaki THB oranı %0,98'e düşmüştür. Aynı ortalama anahtarlama frekanslarında sayısal işlemci üzerine getirdikleri matematiksel yükün kıyaslanabilmesi için her iki bloğun uygulama zamanı hesaplanmıştır. SKS-MÖK bloğunun uygulama zamanı $5,16 \mu s$ ve MMÖK bloğunun uygulama zamanı $11 \mu s$ çıkmıştır. SKS-MÖK bloğunun uygulama zamanı MMÖK metoduna göre daha düşük çıkmış olsa da SKS-MÖK için kontrolör üzerindeki matematiksel yük oranı 0,516 iken MMÖK için bu oran 0.22'dir. Sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yük oranı MMÖK metoduna göre %234,5 oranında artış göstermiştir. Ayrıca SKS-MÖK metoduyla yapılan sistemin THB oranı MMÖK metoduyla yapılan sistemin THB oranını $10 \mu s$ örnekleme zamanında da yakalayamamaktadır. Çizelge 2.4'te SKS-MÖK için $10 \mu s$ örnekleme zamanında yapılan testlerin sonuçları gösterilmiştir.

Çizelge 2.4. Matematiksel Yük Karşılaştırması

	Örnekleme Zamanı (T_s)	Anahtarlama Frekansı	THB (%)	Uygulama Zamanı (T_n)	Matematiksel Yük Oranı (MYO)
SKS-MÖK	10 μ s	20 kHz (Ort.)	0,98	5,16 μ s	0.22
MMÖK	50 μ s	20 kHz	0,74	11 μ s	0,516

Bu yapılan testler sonucunda SKS-MÖK metoduyla tasarlanan sürücünün MMÖK metoduyla tasarlanan sürücüdeki gibi THB oranlarına ulaşabilmesi için $T_s = 10 \mu$ s değerinde altında örnekleme zamanlarında çalıştırılması gerekmektedir ve bu sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yükü ciddi oranda artırmaktadır. Ayrıca çoğu genel amaçlı sayısal işlemciler 10 μ s gibi örnekleme zamanı değerlerinde çalışmamaktadır. Fakat 50 μ s gibi örnekleme zamanlarında çalışabilmektedir. MMÖK metoduyla tasarlanacak sürücünün yüksek örnekleme zamanlarında da geniş harmonik bileşenlere sahip olmaması ve düşük dalgalanmaya sahip olmasıyla birlikte düşük örnekleme zamanlarında çalıştırılmasına gerek bulunmamaktadır.

Bu zamana kadar yapılan çalışmalarda tork değişimine bağlı olarak her iki kontrol sisteminin faz akımlarındaki THB değişim sonuçları birbirleriyle karşılaştırıldı. Sabit torklanma da referans hız değiştirilerek her iki kontrol sisteminin faz akımlarındaki THB oranı incelendiğinde her 500 devir/dk artış veya azalışta daha önce elde edilen THB oranlarının $\sim \pm 0,2$ değerinde değiştiği gözlemlenmiştir. Hıza bağlı THB değişimi torka bağlı THB değişiminden çok daha küçük olmaktadır.

Modülatör bloğunun kontrol sistemine eklenmesiyle tasarlanan MMÖK metoduyla SKS-MÖK metodu akımlardaki harmonik bileşenler, elektromanyetik torktaki dalgalanma ve sayısal işlemci üzerine getirdikleri matematiksel yük yönlerinden birbirleriyle kıyaslanmıştır. Geniş aralıkta yapılan simülasyonlardan elde edilen sonuçlara göre MMÖK metoduyla tasarlanan kontrol sisteminin SKS-MÖK metoduna göre sistemin kalıcı durum performansını ciddi şekilde artırdığı ve sayısal işlemci üzerindeki matematiksel yükü azalttığı gösterilmiştir. Böylelikle yüksek örnekleme zamanlarında da kalıcı durum performansını düşürmeyen bir sürücünün geliştirilmesi

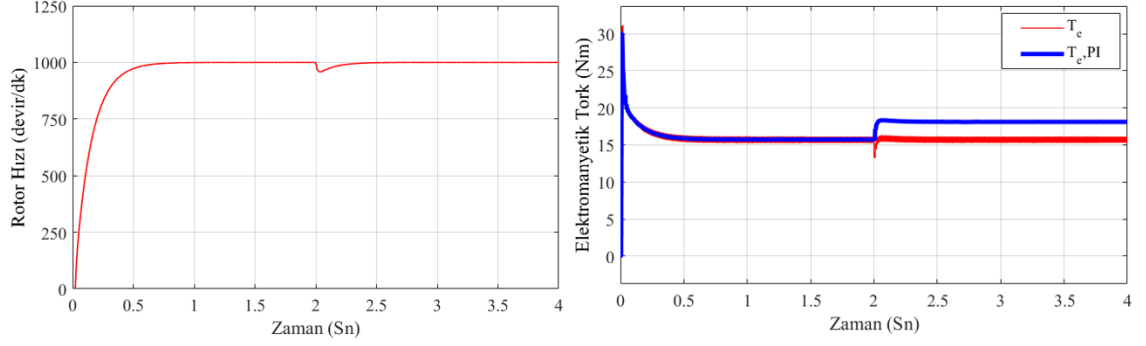
başarılmıştır. Düşük örnekleme zamanlarından kaçınılarak işlemci üzerindeki matematiksel yük hafifletilmiştir.

2.4. MMÖK METODU İÇİN MOTOR PARAMETRE DEĞİŞİMLERİNİN KONTROL SİSTEMİNE ETKİSİ

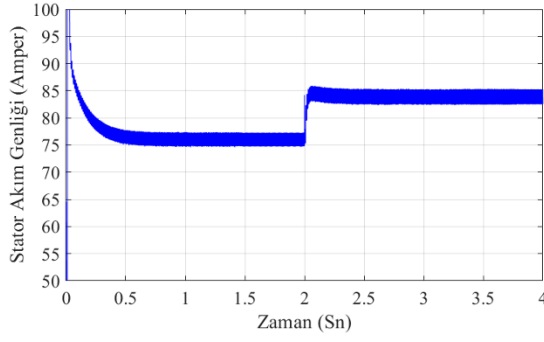
SKS-MÖK ve MMÖK metotları kullanılarak tasarlanan sürücü sistemlerinde şimdiye kadar yapılan simülasyon çalışmalarında motorun parametreleri nominal değerlerinde kabul edilmiş ve buna göre ideal sistem üzerinde sonuçlar elde edilmiştir. Fakat motor parametreleri manyetik saturasyon, sıcaklık, motorun operasyon noktası gibi etmenlere bağlı olarak doğrusal olmayan bir şekilde değişmektedir. Motor parametreleri olan L_d, L_q, ψ_m motor yüksüz durumdan tam yük durumuna geçtiğinde başlangıç değerlerinden sırasıyla yaklaşık olarak %20, %35 ve %20 olacak şekilde düştüğü daha önceki çalışmalarda belirtilmiştir [93]. MÖK tekniğinde motorun ayrık matematiksel eşitlikleri kullanıldığı için parametre değişimlerinin sistem performansına etkisi önemlidir. Bu amaçla Şekil 2.9'da gösterilen sistemde motor $n_{ref} = 1000$ devir/dk hızda 15,7 Nm yüklenme ile nominal parametrelerde çalışırken $t=2$. saniyede motor parametreleri L_d, L_q, ψ_m adım fonksiyonu olarak sırasıyla tipik değişim değerleri olan %10, %15 ve %10 oranında düşürülecektir. Buna karşın kontrolör içerisindeki parametreler nominal değerlerinde tutulmaya devam edecek ve böylece kontrol sisteminin parametre değişimlerine karşı gürbüzlüğü incelenecektir. Burada anlatılan test senaryosu bu tezdeki parametre etkilerinin incelendiği diğer bölümlerde de aynen uygulanmıştır.

Bu test senaryosu için elde edilen rotor hızı ve elektromanyetik tork grafikleri Şekil 2.16'da ve akım grafikleri ile akım açısı Şekil 2.17'de gösterilmiştir. Şekil 2.16'da ve Şekil 2.17'de sunulan sonuçlardan görüleceği üzere parametrelerin nominal kaldığı $t=0-2$ sn aralığı için (ideal senaryo) sistem talep edilen tork değerine karşılık gelen optimum stator akım genliği ve β değerini bulmaktadır. Bu değerlere göre kontrolör tarafından bulunan stator akım genliği ve β 'ya karşılık gelen dq- eksen akımları hesaplanır ve MMÖK metoduna göre kontrol gerçekleştirilerek motorun referans tork değerini talep edilen hız değerinde takip etmesi sağlanır. Aynı şekilde parametreler motor ve kontrolörde aynı olduğundan dolayı PI kontrolör çıkışında elde edilen

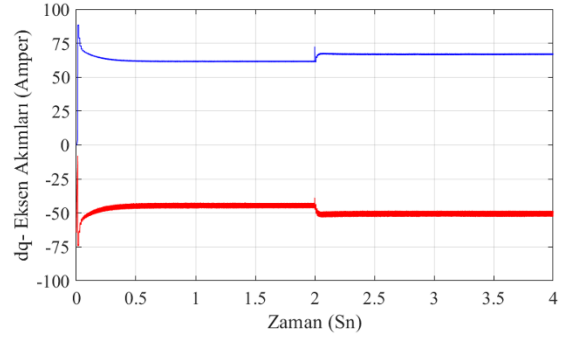
elektromanyetik tork değeri Şekil 2.16’da verildiği gibi motordan talep edilen tork değerine eşit olmaktadır.



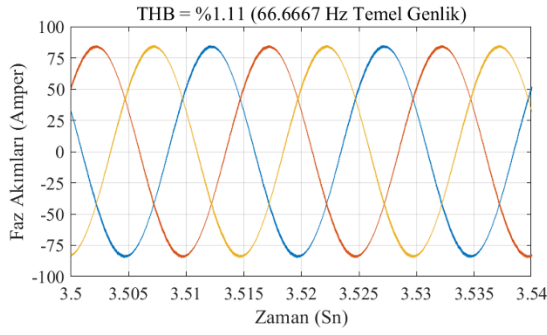
Şekil 2.16. Rotor hızı ve elektromanyetik tork grafikleri



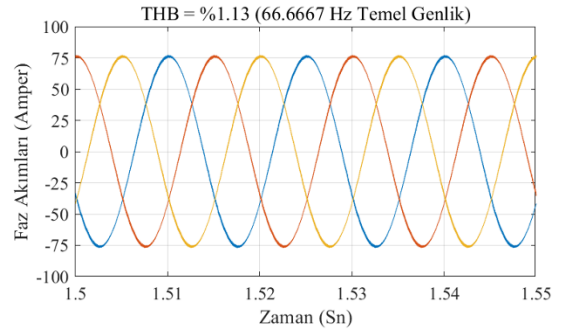
a)



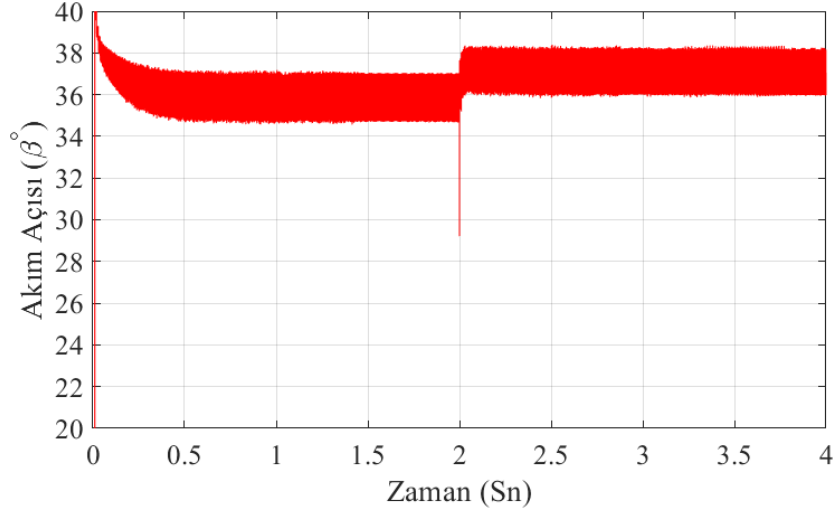
b)



c)



d)



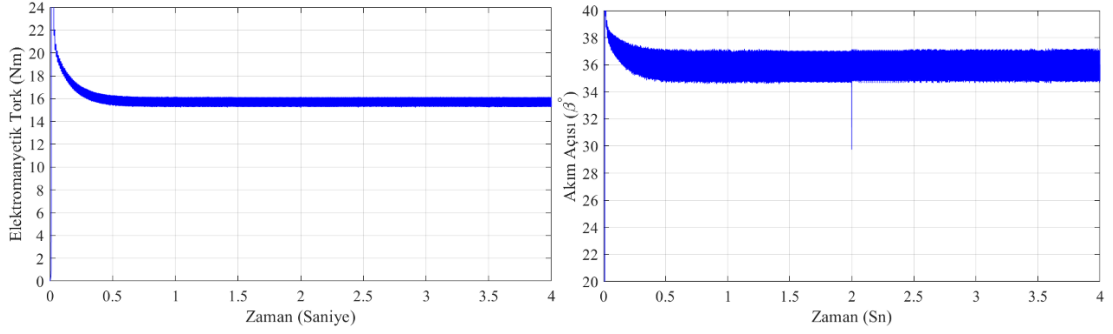
e)

Şekil 2.17. Stator akım grafikleri; (a) Stator akım genliği, (b) dq- eksen akımları, (c) $t < 2$ faz akımları, (d) $t > 2$ faz akımları, e) Akım açısı

$t=2$. saniyede parametrelerin adım fonksiyonu olarak değişmesiyle birlikte Şekil 2.16'de görüldüğü gibi elektromanyetik tork değerinde ani bir düşüş yaşanmıştır. Fakat sistemde bulunan PI kontrolör sayesinde hız hatasının sifıra sürülebilmesi için tork komutu ve buna bağlı olarak stator akım genliği Şekil 2.17'de gösterildiği gibi artırılmıştır. Buna bağlı olarak da tablo yardımıyla bulunan β değerinde de artış olmuştur. Fakat sistemde hız kontrolü uygulanması sebebiyle parametre uyumsuzluğu olmasına rağmen Şekil 2.16'da görüldüğü gibi motora binen yük değeri kadar elektromanyetik tork üretilmeye devam etmektedir. Parametre değişiminin olmadığı $t=2$. saniye öncesinde ve parametre değişiminin olduğu $t=2$. saniye sonrasında da Şekil 2.17'de verildiği gibi kontrol sistemi, parametre değişimlerine rağmen binen yük kadar elektromanyetik tork üretebilmektedir. Sistem parametre değişimlerine rağmen gürbüz bir şekilde çalışmaktadır. Şekil 2.17'de stator akım genliğinde artış yaşandığından dolayı $t=2$. saniye sonrasında akımdaki THB değerinde %0,02'lik bir düşüş yaşanmıştır.

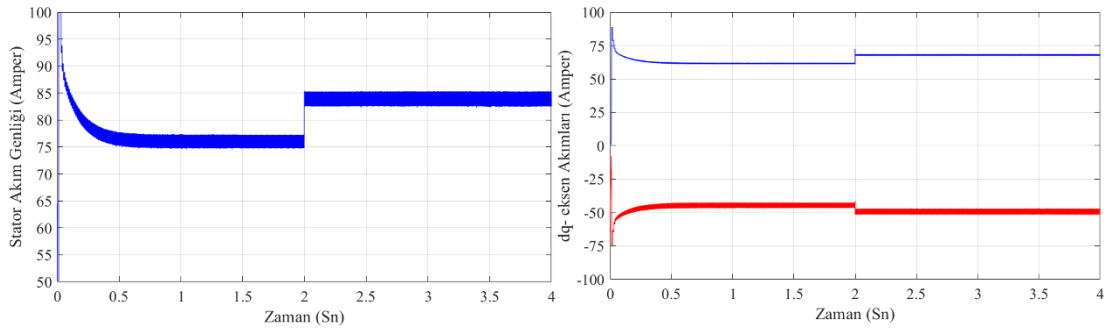
Parametrelerin kontrolör tarafından bilinmemesi operasyon noktasında hatalı β üretilmesine sebep olmaktadır. Parametrelerin kontrolör tarafından bilinmesiyle akım açısının (β) optimizasyonu başarılacaktır (doğru ABMT yörüngesi). Bunu ispatlamak amacıyla kontrolörün içerisinde parametrelerin bilindiği senaryo oluşturulmuştur.

Simülasyonda bir önceki test ile aynı parametreler kullanılmış fakat $t=2$. saniyede değişen parametrelerin motor ve kontrolörde bilindiği senaryo canlandırılmıştır. Elde edilen sonuçlar Şekil 2.18’de sunulmuştur.



a)

b)



c)

d)

Şekil 2.18. Parametrelerin motor ve kontrolörde bilindiği sonuçlar; a) Elektromanyetik tork, b) Akım açısı, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akımları

Parametre değişiminin olduğu $t=2$. saniye öncesinde ve sonrasında da Şekil 2.17’de görüldüğü gibi elektromanyetik torkta parametrenin değişiminin getirdiği herhangi bir değişiklik olmamıştır. Şekil 2.18’de parametrelerin düşmesi sebebiyle motorun tork üretme kapasitesi düştüğü için sabit duran yük torkunu karşılayabilmek için sürücüde referans stator akım genliği Şekil 2.17’dekine benzer şekilde artmıştır. Ancak Şekil 2.18’de görüldüğü üzere Şekil 2.16 (e)’nin aksine, değişen parametre değerlerini kontrolöründe bilmesi ile optimum β değeri kontrolörde güncellenmiştir ve esasen Şekil 2.17’de parametre değişimiyle hatalı üretilen akım açısındaki hata giderilerek aynı torkun optimize edilen β ile üretilmesi sağlanmıştır (ABMT). Bir başka

deyişle, motor her durumda yükü kaldırabilmektedir ancak parametre değişimleri kontrolörde bilinirse aynı yük optimize edilmiş β ile de taşınabilmektedir. Optimum β 'nın doğru bir şekilde bulunması sayesinde optimum çalışma noktasında çalışılmış ve referans dq- eksen akımlarının doğru bir şekilde hesaplanmıştır. Pratik uygulamalarda motor parametreleri yalnızca hesaplanmakta ya da tahmin edilebilmektedir. Bu sebeple parametre tahmin algoritmaları kullanılmaktadır. Parametre tahmin algoritmalarının kullanılmasıyla doğrusal olmayan şekilde değişen motor parametreleri tahmin edilerek kontrol sisteminde gerçeğe yakın değerleri kullanılabilir ve böylece parametre uyuşmazlığının sürücüye getirdiği olumsuz etkiler hafifletilebilir. Bu sebeple tezin ilerleyen bölümlerinde arama algoritması tabanlı sürücüler geliştirilmiştir.

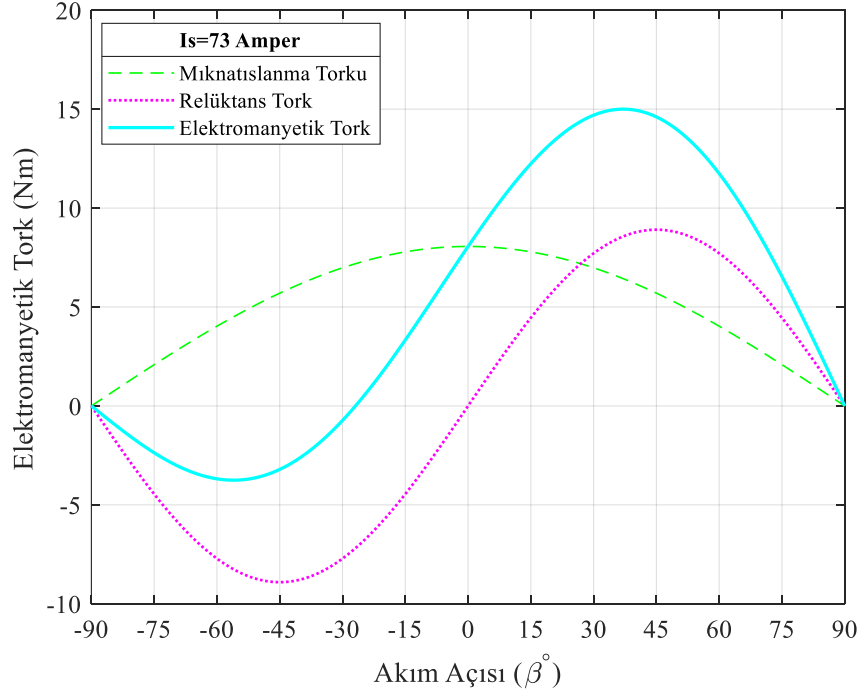
BÖLÜM 3

ARAMA ALGORİTMASI

Bir önceki bölümde SKS-MÖK ve MMÖK metotlarının farklı örnekleme zamanları ve farklı operasyon noktalarında performans karşılaştırmaları stator akımlarındaki THB, elektromanyetik torkdaki dalgalanma ve işlemci üzerine getirdikleri matematiksel yük yönünden detaylandırılmıştır. Simülasyon üzerinde yapılan karşılaştırmalar sonucunda elde edilen verilere göre kontrol sisteminde kullanılacak olan kontrol metodu üstün özelliklerinden dolayı MMÖK olarak belirlenmiştir. Fakat motordan talep edilen tork değerine karşılık referans akımları üretecek olan algoritma detaylandırılmamış ve önceden kaydedilen arama tablolarıyla doğrudan elde edilmiştir. DMSM'nin nominal hızın altında sabit tork bölgesinde kontrolü sağlanıyorken, motordan maksimum verimin elde edilebilmesi için ABMT stratejisi ile komut akımların üretilmesi gerekliliği tezin bir önceki bölümünde belirtilmemiştir. ABMT stratejisi sayesinde, çukurluk sonucunda oluşan relüktans tork ile mıknatıs torku referans dq- eksen akımlarının bulunmasıyla optimize edilebilmektedir. ABMT stratejisinde amaç, sistem girişi tork komutu ise motordan talep edilen tork değeri için akım açısını (β) optimize ederek stator akımının genliğini (I_s) minimize etmek veya sistem girişi stator akım büyüklüğü ise o akım büyüklüğüne karşılık maksimum torku verecek olan optimum β 'yı elde etmektir. Bu şekilde motorun bakır kayıpları minimize edilir. Sabit tork bölgesinde demir kayıpları ihmal edildiği için motor verimli bir şekilde çalıştırılmış olur [87].

3.1. K&G İLE ABMT METODU

DMSM'lerde ABMT metodunun önemini vurgulamak için Çizelge 2.2'de özellikleri sunulan motorun 73 A stator akım büyüklüğünde tork üretme karakteristiği Şekil 3.1'de verilmektedir. Mıknatıs torku ile relüktans torkun sabit stator akım genliğinde farklı β değerleri için değişimi Eşitlik (2.11) elde edilmiştir.



Şekil 3.1. Elektromanyetik tork ve bileşenleri

Şekil 3.1’de de gösterildiği gibi mıknatıs torku $\beta=0^\circ$ ’de ve relüktans tork $\beta=45^\circ$ olduğu zaman maksimum değerine ulaşmaktadır. Bundan dolayı farklı stator akım genlik değerleri için 0° - 45° arasında maksimum elektromanyetik torku verecek bir noktanın (ABMT noktası) olduğu söylenebilir [77]. Bu noktanın bulunabilmesi için elektromanyetik tork eşitliğinin dq- eksen akımları I_s ve β cinsinden ifade edilmelidir. Eşitlik (2.11)’de verilen elektromanyetik tork eşitliğinde dq- eksen akımları yerine sırasıyla Eşitlik (2.20) ve Eşitlik (2.21)’de verilenler yazılırsa yeni tork eşitliği Eşitlik (3.1)’deki gibi elde edilir.

$$T_e = \frac{3p}{2} (\psi_m I_s \cos(\beta) + I_s^2 \sin(\beta) \cos(\beta) (L_q - L_d)) \quad (3.1)$$

Eşitlik (3.1)’in β ’ya göre türevi alınıp sıfıra eşitlenirse:

$$\frac{dT_e}{d\beta} = \frac{3p}{2} \frac{d(\psi_m(I_s, \beta)I_s \cos(\beta))}{d\beta} + \frac{3p}{2} \frac{dL_q(I_s, \beta)I_s^2 \sin(\beta) \cos(\beta)}{d\beta} - \frac{3p}{2} \frac{dL_d(I_s, \beta)I_s^2 \sin(\beta) \cos(\beta)}{d\beta} = 0 \quad (3.2)$$

elde edilir. Eşitlik (3.2)'de verilen ifade üç bileşenden oluşmaktadır ve bu bileşenler sırasıyla $T_{e,1}, T_{e,2}, T_{e,3}$ olarak ifade edilecektir. Motor parametreleri olan L_d, L_q, ψ_m nominal değerlerinde kabul edilerek β 'ya göre türevleri sıfır olarak kabul edilirse sırasıyla Eşitlikler (3.4)-(3.6) elde edilir.

$$\frac{dT_e}{d\beta} = \frac{dT_{e,1}}{d\beta} + \frac{dT_{e,2}}{d\beta} - \frac{dT_{e,3}}{d\beta} = 0 \quad (3.3)$$

$$\frac{dT_{e,1}}{d\beta} = -\frac{3p}{2} \psi_m I_s \sin \beta \quad (3.4)$$

$$\frac{dT_{e,2}}{d\beta} = \frac{3p}{2} I_s^2 L_q \cos 2\beta \quad (3.5)$$

$$\frac{dT_{e,3}}{d\beta} = -\frac{3p}{2} I_s^2 L_d \cos 2\beta \quad (3.6)$$

Eşitlikler (3.4)-(3.6)'da elde edilen türevsel ifadeler Eşitlik (3.3)'de yerlerine koyulursa:

$$\frac{dT_e}{d\beta} = \frac{3p}{2} (-\psi_m I_s \sin \beta - (L_d - L_q) I_s^2 \cos 2\beta) = 0 \quad (3.7)$$

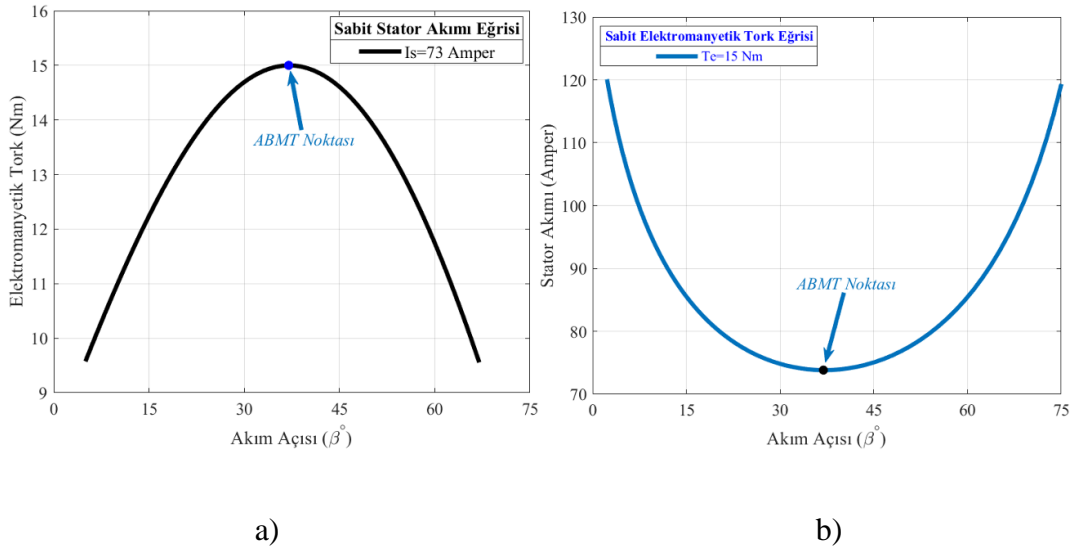
elde edilir. Eşitlik (3.7) sıfıra eşitlenerek β için çözümlenmesi yapılırsa, istenilen stator akımına karşılık gelen optimum β 'yı verecek eşitlik elde edilmiş olur [77].

$$\beta = \sin^{-1} \left(\frac{-\psi_m + \sqrt{\psi_m^2 - 8I_s^2(L_q - L_d)^2}}{4I_s(L_d - L_q)} \right) \quad (3.8)$$

Eşitlik (3.8)'de motorun nominal parametrelerinin kullanıldığı ve β 'ya göre türevlerinin değişmeyeceği kabul edilmiştir. Fakat motor parametreleri L_d, L_q ve ψ_m sıcaklık, manyetik saturasyon ve çalışma bölgesine göre motor yüksüz durumdan tam yük durumuna geçerken başlangıç değerlerinden sırasıyla tipik olarak %20, %35 ve %20 oranında düşüşe uğramaktadır [93]. Parametre tahmin algoritmaları kullanılarak motorun parametrelerini tahmin etmek mümkündür [94]. Fakat parametrelerin değişimleri Eşitlik (3.8)'de göz önüne alınsa bile, Eşitlik (3.8) türetilirken motor parametrelerinin türevleri sıfır olarak kabul edildiği için bu eşitlik optimum akım açısını doğru bulamayacaktır. Optimum akım açısı ile gerçek ABMT noktasının bulunabilmesi için literatürde sinyal enjeksiyonu, arama algoritmaları gibi çeşitli kontrol stratejileri üzerinde araştırma yürütülmektedir [85, 88]. Pratik uygulamalarda sinyal enjeksiyonlu yöntemlerde ekstra bakır kayıpları, akustik gürültü ve işlemci üzerinde ağır hesaplama yükü oluşturma gibi çeşitli sorunlar bulunabilmekte olduğundan bu tez kapsamında arama algoritmaları yöntemiyle sistem varyasyonları üzerinde iyileştirmeler gerçekleştirilmiştir.

Arama algoritmaları motorun parametre değişimlerinden etkilenmeyerek parametrelerden bağımsız bir şekilde ABMT noktalarını bulmaya yarayan algoritmalarıdır. Böylece gerçek ABMT noktasında referans akımları üreterek motorun referans tork takibini yapmasını sağlarlar. Birinci bölümde de belirtildiği gibi farklı arama algoritmaları kullanılarak ABMT noktasının bulunma işlemi literatürde gerçekleştirilmiş olsa da karıştır ve gözle (K&G) algoritması bu algoritmalar içerisinde kontrol sistemine kolay dahil edilebilir olmasıyla dikkat çekmektedir. Farklı uygulama alanlarında da kullanılan K&G algoritması yaygın olarak güneş enerjisi uygulamalarındaki fotovolttaik panellerin maksimum güç noktası takibinin (MPPT) gerçekleştirilmesinde kullanılmaktadır. K&G arama algoritmasında amaç çalışma noktasının değiştirilmesi ile meydana gelen değişimin gözlenmesi ve böylece çalışma noktasını istenilen noktaya doğru sürece bir değişimin belirlenmesi prensibine dayanmaktadır. Buna göre ABMT algoritmasının bir örnekleme anından bir sonraki örnekleme anına geçişte referans β önceden belirlenmiş adım aralıkları ile artırılır veya azaltılır. Bu artış ve azalışa bağlı olarak da sistemin ABMT noktasına yakınsadığı veya uzaksadığı tespit edilmiş olur. DMSM'nin çalışma bölgesinde ABMT noktasının bulunabilmesi için 2 adet algoritma geliştirilebilir. İlk olarak motorun üretmesi istenen

stator akım genliğine bağlı olarak, bu stator akım genliğinde maksimum torku verebilecek olan optimum β 'nin araması yapılabilir. İkinci olarak motordan talep edilen torka bağlı olarak, bu torku minimum stator akım genliğinde verebilecek olan optimum β 'nin araması yapılabilir. Şekil 3.2'de $T_e = 15$ Nm için farklı β değerlerinde stator akım genliğinin eğrisi ile $I_s = 73$ A için farklı β değerlerinde elektromanyetik torkun eğrisi verilmiştir.



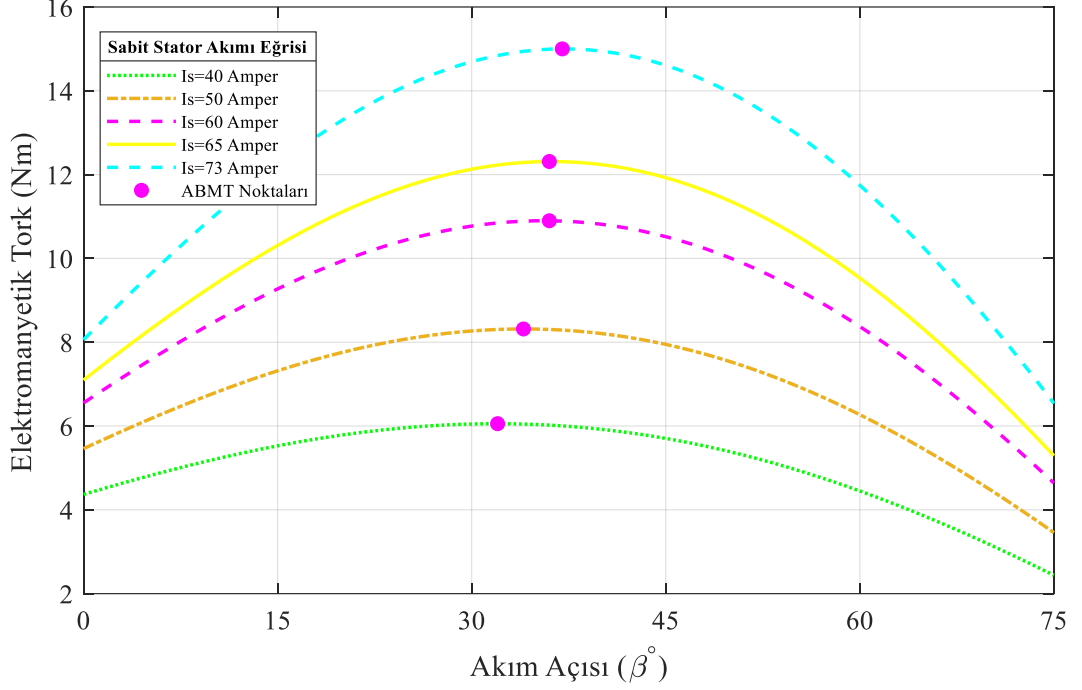
Şekil 3.2. a) Sabit stator akım eğrisi, b) Sabit elektromanyetik tork eğrisi

Şekil 3.2'de verilen eğrilere göre sabit elektromanyetik tork eğrisi kullanılarak yazılacak olan arama algoritmasında β 'nin lokal minimum değerine yakınsayacak şekilde algoritmanın oluşturulması gerekmektedir. Sabit stator akım eğrisi kullanılarak yazılacak olan arama algoritmasında ise β 'nin lokal maksimum değerine yakınsayacak şekilde algoritmanın oluşturulması gerekmektedir.

3.2. MOTORUN OPTİMUM β İLE TORKU MAKSİMİZE EDEN K&G ALGORİTMASI İLE KONTROLÜ

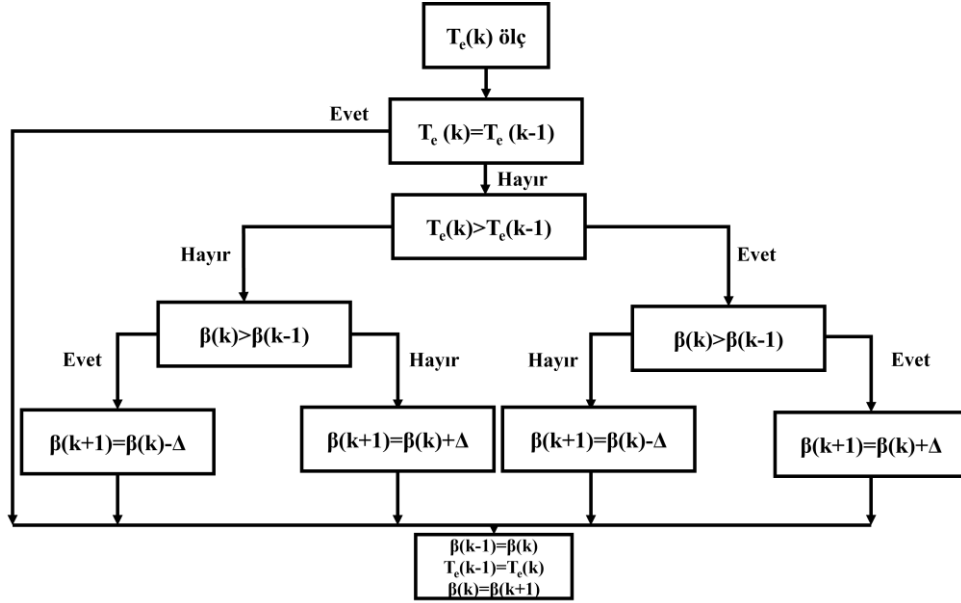
Sabit stator akım eğrisi kullanılan algoritmada motora sabit bir stator akım genliği referans olarak uygulanacaktır. Daha sonrasında uygulanacak olan sabit stator akım genliğinde maksimum elektromanyetik tork değerini verecek optimum β 'yi arama

işlemi gerçekleştirilecektir. Farklı sabit stator akım değerlerinin β 'ya göre değişimleri Şekil 3.3'te gösterilmiştir.



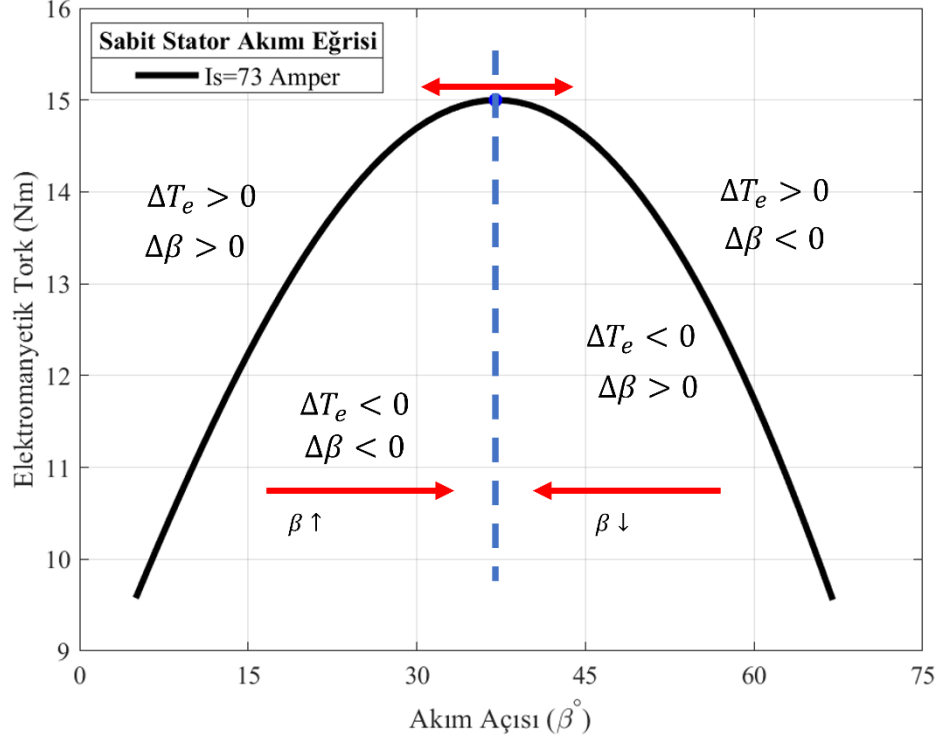
Şekil 3.3. Farklı stator akım genliklerine göre ABMT noktaları

Şekil 3.3'ten de görülebildiği gibi farklı stator akım genliklerinde elektromanyetik torku maksimum yapan özel bir β bulunmaktadır. Stator akımı sabit verildiği için motorun elektromanyetik torkundaki artış veya azalışa bağlı olarak β artırılıp azaltılabilir. Buna göre K&G algoritması tabanlı sabit akımda torku maksimize eden arama algoritmasının akış diyagramı Şekil 3.4'de verilmiştir.



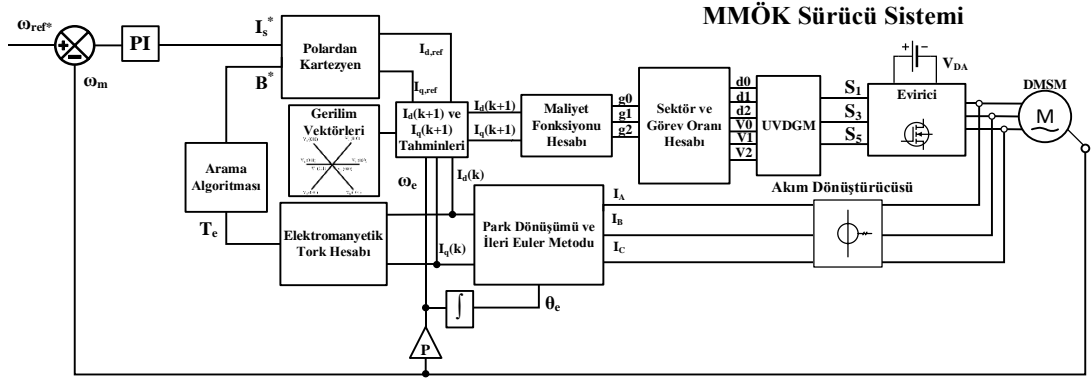
Şekil 3.4. Motorun optimum β ile torku maksimize eden K&G algoritmasının akış diyagramı

Motorun elektromanyetik tork değeri ile hafızada tutulan bir önceki tork değeri birbirleriyle karşılaştırılarak ΔT_e elde edilir. ΔT_e 'nin sıfırdan farklı olduğu durumlarda ABMT noktasına ulaşılmamış demektir. β 'nin hafızada tutulan bir önceki değeri ile güncel değeri arasında karşılaştırma yapılarak $\Delta\beta$ elde edilir. Eğer $\Delta\beta$ değeri sabit stator akım eğrisindeki ABMT noktasının sağ yarı düzleminde kalıyorsa bir sonraki β değeri simülasyonda belirlenen Δ kadar azaltılarak elde edilir. Eğer $\Delta\beta$ değeri sabit stator akım eğrisindeki ABMT noktasının sol yarı düzleminde kalıyorsa bir sonraki β değeri Δ kadar arttırılarak elde edilir. Bu işlem $\Delta T_e = 0$ civarında salınım yapmaya başlayıncaya kadar yani elektromanyetik torkun maksimum olduğu nokta civarında salınım yapmaya başlayıncaya kadar devam eder. Bu durumda elektromanyetik tork maksimize edilmiş ve ABMT noktasına ulaşılmış olunur. Şekil 3.5'te K&G algoritmasının çalışma prensibi grafik üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Motorun optimum β ile torku maksimize eden K&G algoritması

Şu ana kadar anlatılan kısımlarda motorun ürettiği torkun sensör yardımıyla ölçüldüğü kabul edilmiştir. Fakat kontrol sistemine eklenecek harici sensör ekstra maliyet getirecektir. Harici bir sensörün getirdiği maliyetten kurtulabilmek için tork Eşitlik (2.11)'den faydalanarak elde edilebilir. Her ne kadar tork eşitliğinde motor parametreleri bulunuyor olsa da arama algoritması parametrelerden bağımsız bir şekilde arama işlemini gerçekleştirecektir. Sabit stator akımında torku maksimize eden arama algoritmasının eklendiği kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 3.6'daki gibi olur.



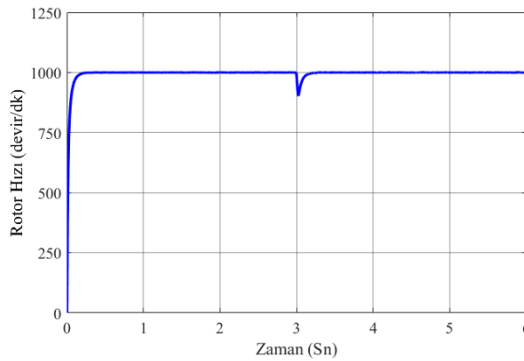
Şekil 3.6. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla birleştirilen kontrol sistemi

Sürücü sisteminde kontrol tekniği olarak MMÖK metodu kullanılmıştır. Sabit stator akım grafiği kullanıldığından dolayı motordan talep edilen tork değerine göre sabit stator akımının elde edilebilmesi için referans hızdan stator akım genliği komutunu üretecek bir PI kontrolör kapalı çevrime eklenmiştir. Talep edilen tork değerine göre arama algoritması yardımıyla optimum β elde edilir. PI kontrolörün ürettiği stator akım genliği ve arama algoritmasıyla bulunan optimum β ile sırasıyla Eşitlik (2.20) ve Eşitlik (2.21) kullanılarak referans dq- eksen akımları elde edilir. Daha sonrasında MMÖK kontrol tekniği uygulanarak motorun sabit tork bölgesinde kontrolü yapılır.

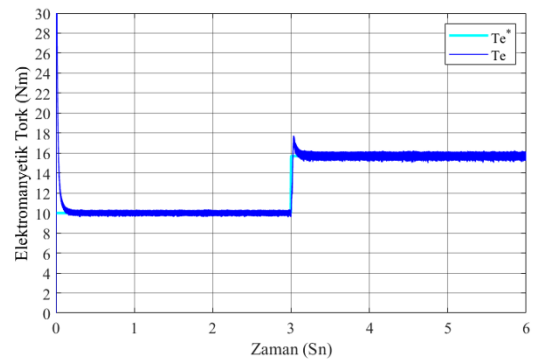
3.2.1. Sabit Stator Akımında Torku Maksimize Eden K&G Algoritmasıyla Tasarlanan Kontrol Sistemi İçin Simülasyon Sonuçları

DMSM'nin sabit akımda torku maksimize eden arama algoritması MMÖK metoduyla birleştirilmiş ve tasarlanan kontrol sistemiyle motorun sabit tork bölgesinde kontrolü yapılmıştır. Bu bölümde sistemde motor ve güç elektroniği tabanlı değişimler göz ardı edilerek ideal bir sürücü sistemi tasarlanmıştır. Ancak gerçek hayatta ideal bir sistem mümkün olmadığından anlık optimizasyonu gerçekleştiren arama algoritmasına duyulan ihtiyaçtan ötürü bu bölümde ilk olarak geliştirilen algoritmanın kararlı ve doğru bir şekilde çalıştığını ispatlamak amacıyla ideal sistemde algoritma geliştirilerek sonuçlar sunulmuştur. Simülasyon süresi $t=6$ saniyeye ayarlanarak motordan $n_{ref}=1000$ devir/dk sabit hızda çalışması istenmiştir. Sistemin dinamik ve kalıcı durum performanslarının incelenebilmesi için başlangıçta motordan $T_L=10$ Nm yük

bindirilmiştir. $t=3$. saniyede talep edilen tork değeri adım fonksiyonu olarak $T_L= 15,7$ Nm'ye çıkarılmıştır. MMÖK metoduyla geliştirilen kontrol sisteminin örnekleme zamanı $T_s= 100 \mu s$ ve arama algoritmasının örnekleme zamanı $T_s= 1$ ms olarak ayarlanmıştır. Arama algoritmasında β 'nin artış veya azalış değeri $\Delta= 1^\circ$ olarak ayarlanmıştır. Şekil 3.7'de rotor hızı ve elektromanyetik tork grafikleri verilmiştir. Şekil 3.8'de arama algoritmasının ürettiği referans β grafiği verilmiştir. Dış çevrimdeki PI kontrolör yardımıyla motora yüklenen torka karşılık gelecek sabit stator akım genliği bulunmuştur. Daha sonrasında elektromanyetik tork, stator akım genliği kullanılarak Eşitlik (2.11) yardımıyla hesaplanmıştır. Hesaplanan tork değerine göre arama algoritmasında β araması yapılmıştır. Şekil 3.7'de verildiği gibi stator akım genliğinin doğru bulunması ve β 'nin aramasının doğru tork değerine göre yapılmasıyla elektromanyetik tork motora binen yük torkunu takip etmiştir. Referans tork takibinin doğru bir şekilde yapılmasıyla arama algoritması doğru tork değeri için arama yaparak, başlangıçtaki geçiş anından sonra 10 Nm'de teorik olarak hesaplanan akım açısı değeri olan $35,1^\circ$ 'yi ortalama olarak %0.51 hatayla $35,3^\circ$ 'de salınım yaparak takip etmeyi başarmıştır. Teorik olarak 10 Nm talep tork değerinde $35,1^\circ$ akım açısına karşılık gelen stator akım genliği 56,6 A olmaktadır. Arama algoritması sonucunda bulunan stator akım genliği ise %0,26 hatayla Şekil 3.9'da verildiği gibi 56,8 A olmaktadır. Akım açısındaki ve stator akım genliğindeki hatalar çok düşük seviyededir ve ihmal edilebilir. Kontrol sistemi Şekil 3.9'da gösterildiği gibi talep edilen torka karşılık stator akımlarını üreterek, sabit hızda istenilen torkun motordan üretilmesi sağlanmıştır.

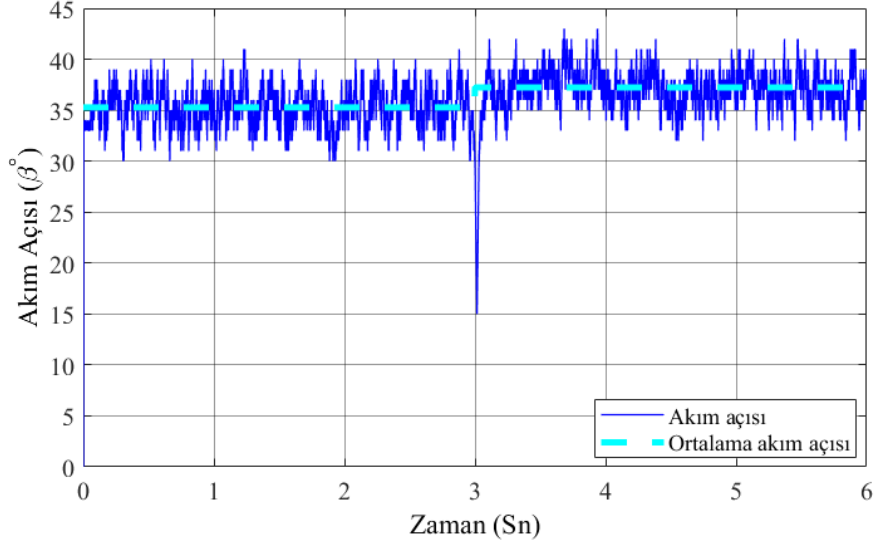


a)



b)

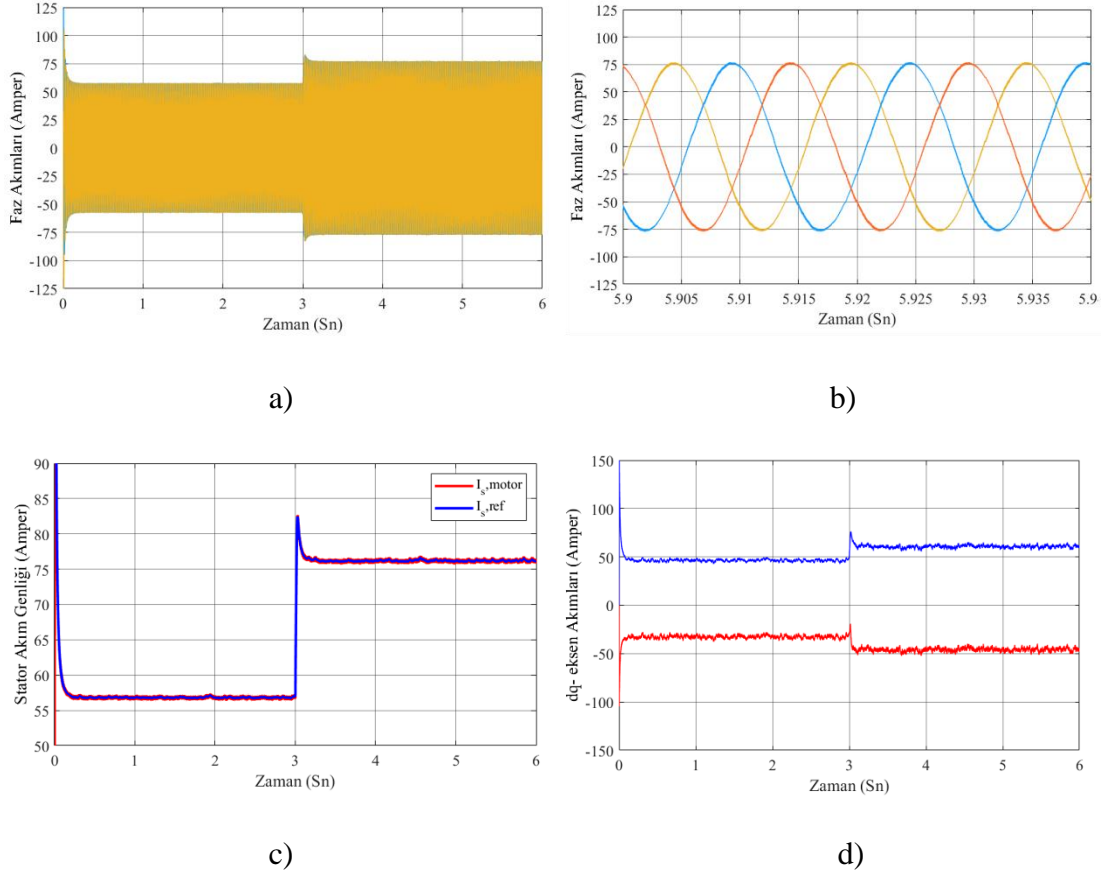
Şekil 3.7. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μ s'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de elektromanyetik tork ve rotor hız grafikleri; a) Rotor hız grafiği, b) Elektromanyetik tork



Şekil 3.8. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μ s'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de akım açısı grafiği

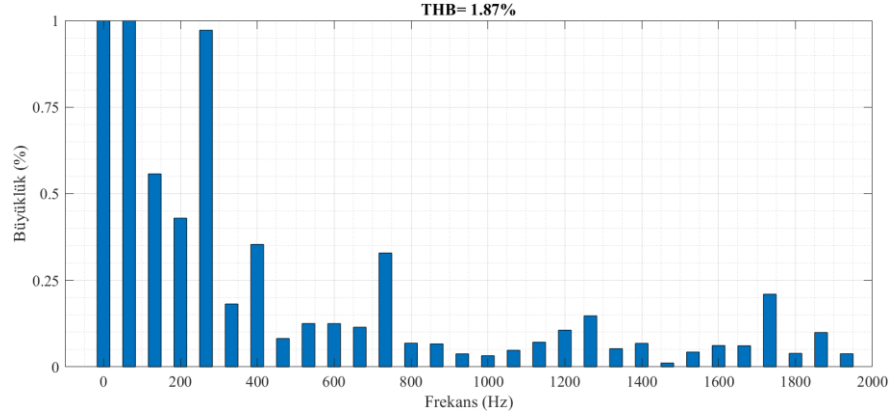
Simülasyon $t=3$. saniyedeki geçiş anında dış kontrolör yeni tork talebine göre referans stator akım genliğini ayarlamıştır. Daha sonrasında Eşitlik (2.11) yardımıyla yeni elektromanyetik tork değeri yeni referans değere göre tekrar hesaplanmış ve Şekil 3.7'de verildiği gibi motorun üretmiş olduğu elektromanyetik tork değerini takip etmeyi başarmıştır. Yeni tork değerine göre dinamik durumda β 'da ani bir azalma yaşanmıştır. Fakat kontrolör hızlıca cevap vermiş ve optimum β 'nın araması talep edilen yeni tork değerine göre Şekil 3.8'de verildiği gibi yapılmıştır. Motorun nominal tork değeri olan 15,7 Nm'de optimum akım açısı $37,3^\circ$ olarak hesaplanmıştır. Arama algoritması ise geçiş anının akabinde akım açısını $37,2^\circ$ civarında başarılı bir şekilde aramıştır. Teorik olarak hesaplanan stator akım genliği 15.7 Nm için 76 A olurken, Şekil 3.9'dan görüleceği gibi referans olarak hesaplanan stator akım genliği 76,1 A olmaktadır. Referans stator akım genliğinin ve β 'nın elde edilmesiyle kontrol sistemi dinamik duruma cevap vererek yeni stator akımlarını ayarlamış ve motorun talep edilen torku üretmesini sağlamıştır. Stator akımlarının ayarlanmasıyla dq- eksen

akımları da yeni tork talebine göre ayarlanmıştır. Şekil 3.7 ve Şekil 3.9'dan görüldüğü gibi sırasıyla elektromanyetik torktaki dalgalanmalar ile stator akımlarındaki bozulmalar çok düşüktür.

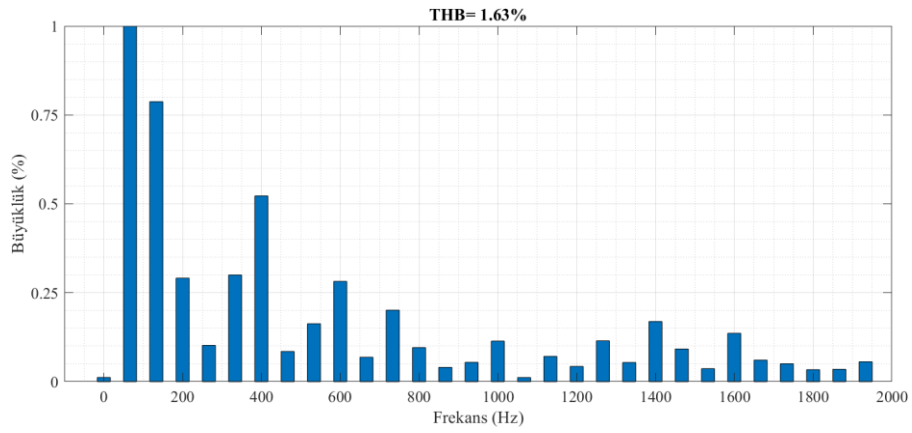


Şekil 3.9. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s=100 \mu s$ 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de motor akım grafikleri; a) Faz akımları grafiği, b) Kalıcı durumda yaklaşılmış faz akımları grafiği, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akım grafiği

Şekil 3.10'da sırasıyla $T_e=10$ Nm ve $T_e=15,7$ Nm tork değerlerinde A fazı stator akımının THB değerleri verilmiştir. THB oranı her iki tork değeri içinde %2'nin altındadır.



a)



b)

Şekil 3.10. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s= 100 \mu s$ 'de ve $n_{ref}= 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A fazı akımı THB değerleri; (a) $T_e=10$ Nm tork değerinde THB değeri, (b) $T_e=15,7$ Nm tork değerinde THB değeri

Geliştirilen algoritmanın farklı tork değerlerinde de doğruluğunun kanıtlanabilmesi için tasarlanan kontrol sistemi $t=8$ saniye boyunca çalıştırılarak başlangıçta motora 4 Nm tork uygulanmış, $t=2$. saniye sonrasında tork 5 Nm'ye ve $t=4$. saniye sonrasında tork 7 Nm'ye ve $t=6$. Saniyeden sonra 8 Nm'ye çıkarılmıştır. çıkarılmıştır. Talep hız $n_{ref}= 1000$ devir/dk ve $T_s= 100 \mu s$ olarak ayarlanmıştır. Yukarıda yapılan simülasyonda ve farklı elektromanyetik tork değerlerinde yapılan simülasyonlarda elde edilen sonuçlar Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1. Torku maksimize eden arama algoritmasının doğrulanması

Yük Torku (Nm)	β (°) (Optimum - K&G)	I_s (A) (Optimum - K&G)	THB (%)	Doğruluk (%)
4	28,5 – 28,7	29,3 – 29,4	%2,25	99,66
5	30,4 – 30,2	34,7 – 34,9	%2,14	99,43
7	32,9 – 32,8	44,3 – 44,5	%2,04	99,55
8	33,7 – 33,8	48,7 – 48,8	%1,95	99,8
10	35,1 – 35,3	56,6 – 56,8	%1,87	99,65
15.7	37,3 – 37,2	76 – 76.1	%1,63	99,87

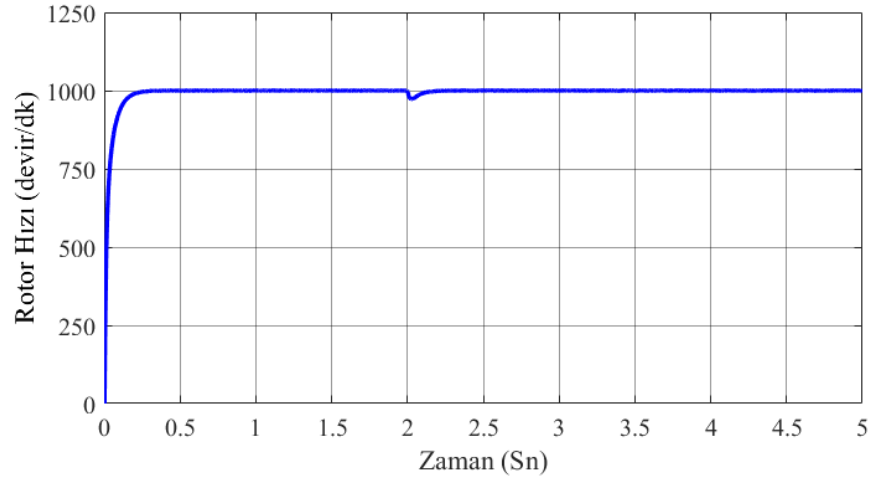
Çizelge 3.1’de görüldüğü gibi farklı elektromanyetik tork değerlerinde de arama algoritması β ’yi hesaplanan değerine yakın bir şekilde takip etmektedir. Arama algoritması farklı tork talepleri için β ’yi %1’in altında hata ile bulmaktadır. Geniş çaplı yapılan simülasyonlar sonucunda arama algoritmasının kalıcı durum performansını düşürmeyecek şekilde kontrol sistemine dahil edildiği gözlenmiştir.

3.2.2. Motor Parametre Değişimlerinin Kontrol Sistemine Etkisi

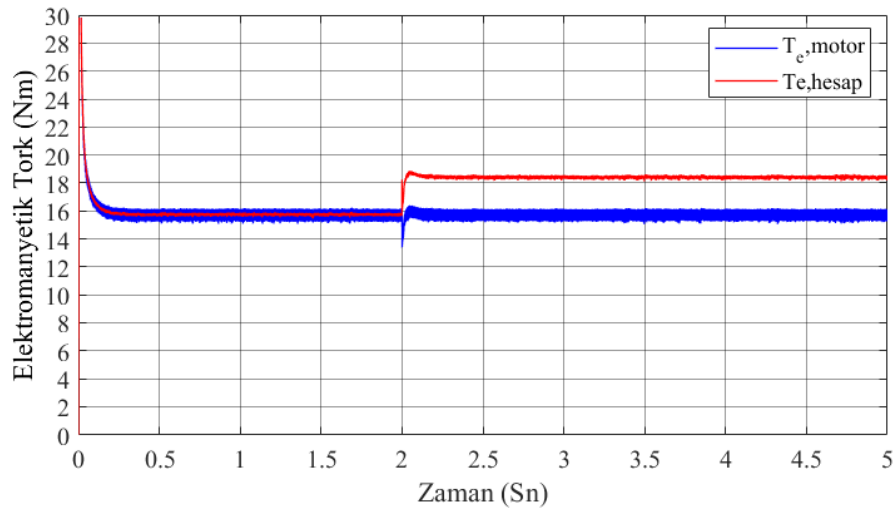
Sabit stator akımında torku maksimize ederek tasarlanan yukarıdaki sistemde tork sensörünün kullanılmadığı varsayıldığından elektromanyetik torkun hesaplanmasında Eşitlik (2.11) kullanılmaktadır. Bu ifadede motor parametreleri olan L_d, L_q, ψ_m operasyon noktalarına bağlı olarak önemli değişiklikler gösterebilmektedir. Fakat Bölüm 3.2.1’de yapılan simülasyonda parametreler ideal varsayılmıştır. Pratik uygulamalarda parametrelerin değişimi göz ardı edilemeyeceğinden bu bölümde parametre değişimlerinin etkilerinin sonuçları incelenecektir. Bu senaryoyu canlandırmak üzere Şekil 3.6’da tasarlanan kontrol sisteminde motor parametreleri en kötü senaryoyu canlandırmak üzere adım fonksiyonu kullanılarak değiştirilecek ancak kontrol sisteminde parametrelerin ideal değerleri kullanılmaya devam edecektir. Böylece tasarlanan algoritmanın parametre değişimleri altındaki performansı ortaya çıkarılacaktır.

Simülasyon t=5 saniye çalıştırılarak motordan $n_{ref}=1000$ devir/dk hız talep edilmiştir. Motora bindirilen yük torku $T_L= 15,7$ Nm olarak ayarlanmıştır. MMÖK ile arama

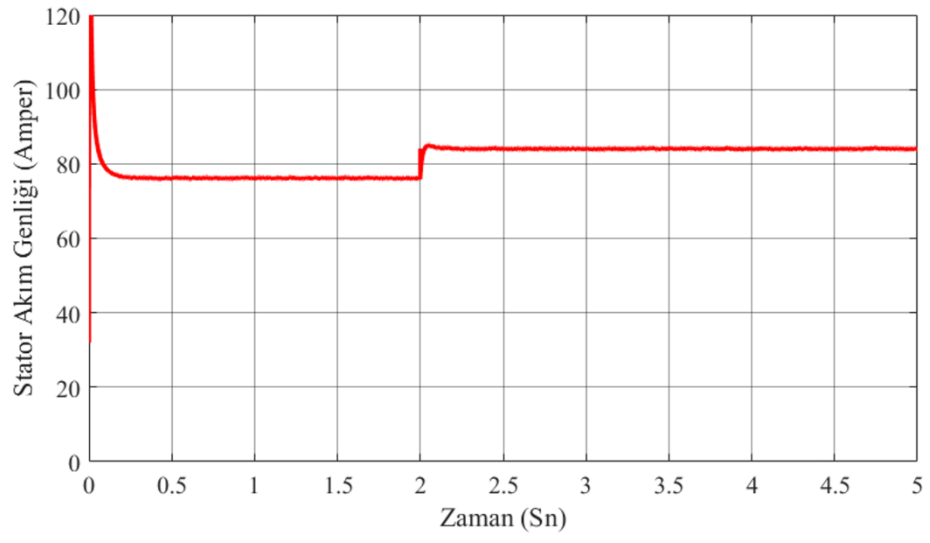
algoritması örnekleme zamanları sırasıyla 100 μ s ve 1 ms olarak aynı değerlerinde bırakılmıştır. L_d, L_q, ψ_m parametreleri başlangıçta 0,282 mH, 0,827 mH ve 0,0182 Wb değerlerinde tutulmuş olsa da t=2. saniye sonrasında parametreler adım fonksiyonu yardımıyla kasıtlı olarak sırasıyla %10, %15, %10 oranında düşürülmüştür [93]. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.11’de verilmiştir.



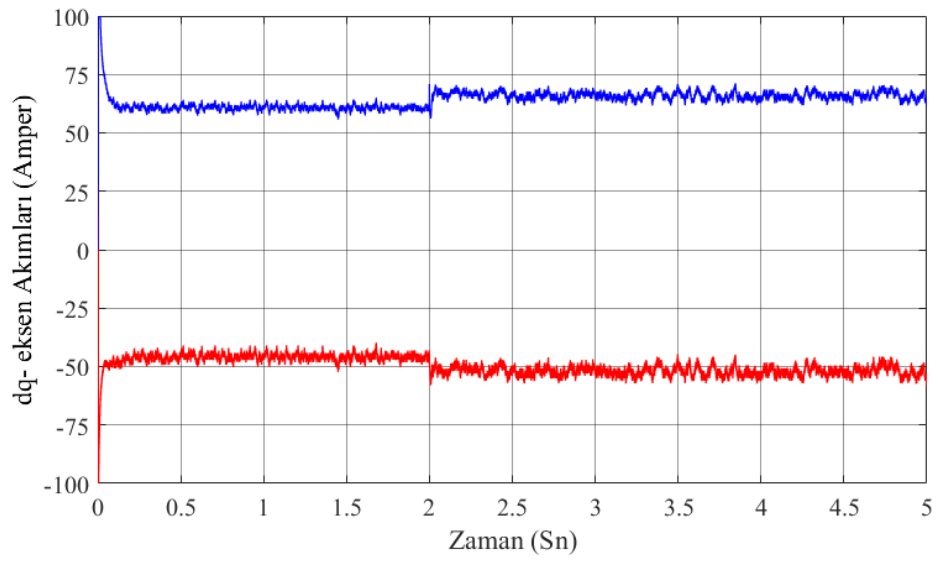
a)



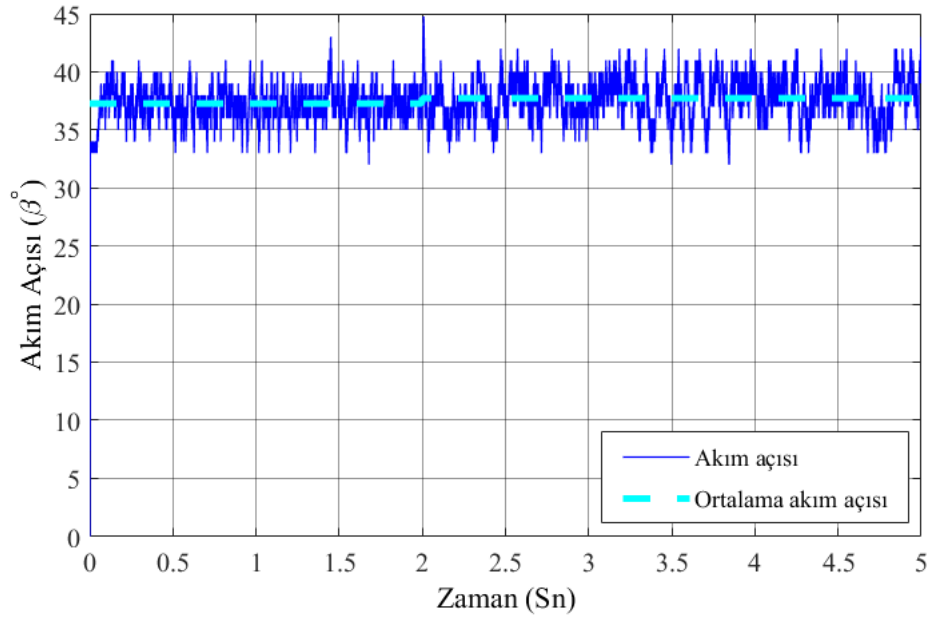
b)



c)



d)



e)

Şekil 3.11. Sabit stator akımında torku maksimize eden K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μs 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=15,7$ Nm'de kontrol sistemine ait grafikler; a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik tork grafikleri, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akımları, e) Akım açısı

$t=2$. saniye öncesinde motor ve kontrolör arasında parametre uyumsuzluğu olmadığından Bölüm 3.2.1'de olduğu gibi sistem ABMT noktasında çalışmaktadır. Şekil 3.11'den de gözüktüğü gibi $t=2$. saniye öncesinde stator akım genliği 76,1 A olmakta ve β 37,24° civarında salınım yapmaktadır. $t=2$. saniye sonrasındaysa parametrelerdeki ani düşüş Şekil 3.11 (a)'da verildiği gibi motor hızında ve elektromanyetik torkta düşüşe sebep olmuştur. Fakat hız hatası PI kontrolör tarafından hızlıca sifıra çekilerek parametre düşüşüne karşı kontrolör tepki vermiştir. Parametrelerdeki düşüş motorun tork üretme kapasitesini düşürdüğünden sürücü aynı yükü daha büyük stator akım genliği ile taşıyabilmiştir. Parametre uyumsuzluğu sebebiyle Şekil 3.11 (b)'de hesaplanan tork yük torku değerinden hatalı olarak fazla çıkmıştır. Arama algoritması hesaplanan tork değerine göre β aramasını Şekil 3.11 (e)'de verildiği gibi 37,7° civarında yapmaktadır. PI kontrolör tarafından bulunan stator akım genliği ise 84 A olmaktadır. Hesaplanan stator akım genliği 83,9 A ve hesaplanan β değeri 37,4° olmaktadır. Elde edilen sonuçlar Çizelge 3.2'te özetlenmiştir. Hesaplanan stator akım genliği ile PI kontrolör tarafından üretilen stator

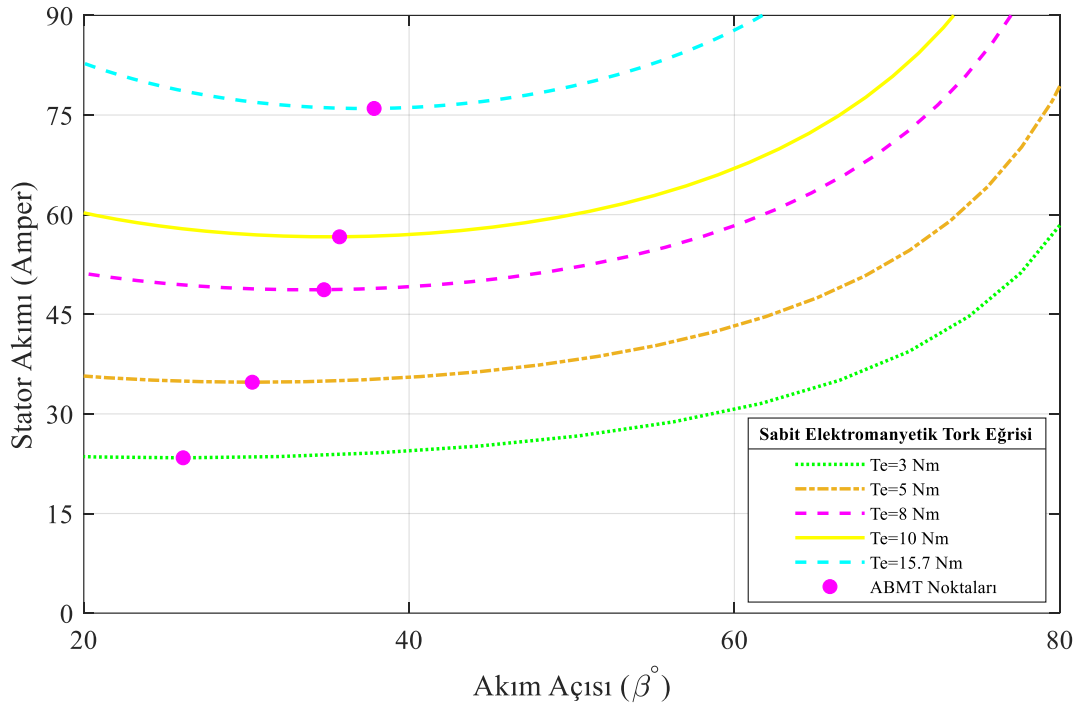
akım genliği arasında %0,12 oranında hata bulunmaktadır ve bu hata çok küçük olduğundan dolayı ihmal edilebilir. Arama sonucunda bulunan β değeri ile hesaplanan β değeri arasında %0,8 oranında bir hata bulunmaktadır. Fakat bu hata K&G algoritmasındaki artış veya azalış değeri $\Delta = 1^\circ$ olarak alındığından dolayı belirlenen aralıktan daha düşük değerde arama gerçekleştirilemeyecektir. Bundan dolayı bu hata oranı göz ardı edilebilmektedir. Sistemin parametre değişimlerine karşı ABMT noktası civarında çalıştığı simülasyon sonuçlarından anlaşılmaktadır.

Çizelge 3.2. Torku maksimize eden algortmada parametre değişimlerinin etkisinin incelendiği simülasyon sonuçları

	Yük Torku (Nm)	β (°) Optimum – K&G	I_s (A) Optimum – K&G	Doğruluk (%)
$t < 2$	15,7	37,3 – 37,2	76 – 76,10	99,87
$t > 2$	15,7	37,4 – 37,7	83,9 – 84	99,88

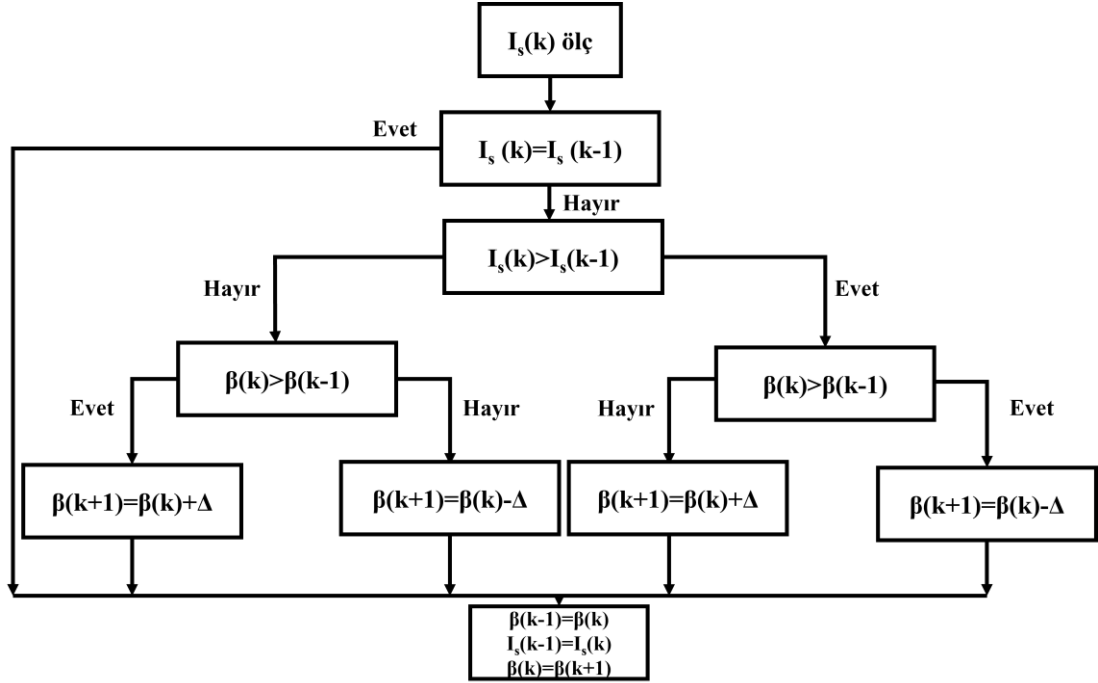
3.3. MOTORUN OPTİMUM β İLE STATOR AKIM GENLİĞİNİ MİNİMİZE EDEN K&G ALGORİTMASI İLE KONTROLÜ

Bölüm 3.2’de geliştirilen arama algoritmasında PI kontrolör çıkışı olan stator akım genliği komutu kontrol sisteminin girişidir. Oysa elektrikli araç uygulamalarında sistem girişi tork komutudur. Bundan dolayı ikinci bir algoritma olarak hız kontrol çıkışında tork komutu üreten kontrol stratejisi ile sürücü geliştirilmiştir. Motorun sabit tork eğrisi kullanılarak geliştirilen arama algoritması, istenilen elektromanyetik tork değerini minimum stator akımında üretebilen optimum β değerini anlık olarak aramaktadır. algoritmadır. Böylelikle motordan talep edilen tork değeri kontrol sisteminde referans giriş olmaktadır. Şekil 3.12’de prototip motor için farklı sabit elektromanyetik tork değerlerini veren stator akımlarının β ’ya göre değişimleri gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Farklı elektromanyetik tork değerlerine göre ABMT noktaları

Şekil 3.12’de farklı elektromanyetik tork değerlerinde stator akım genliğini minimum yapan özel bir β bulunduğu gösterilmektedir. Elektromanyetik tork sabit verildiği için β artırılıp azaltılarak minimum stator akım genliği aranır. K&G algoritması akış diyagramı Şekil 3.13’te verilmiştir.

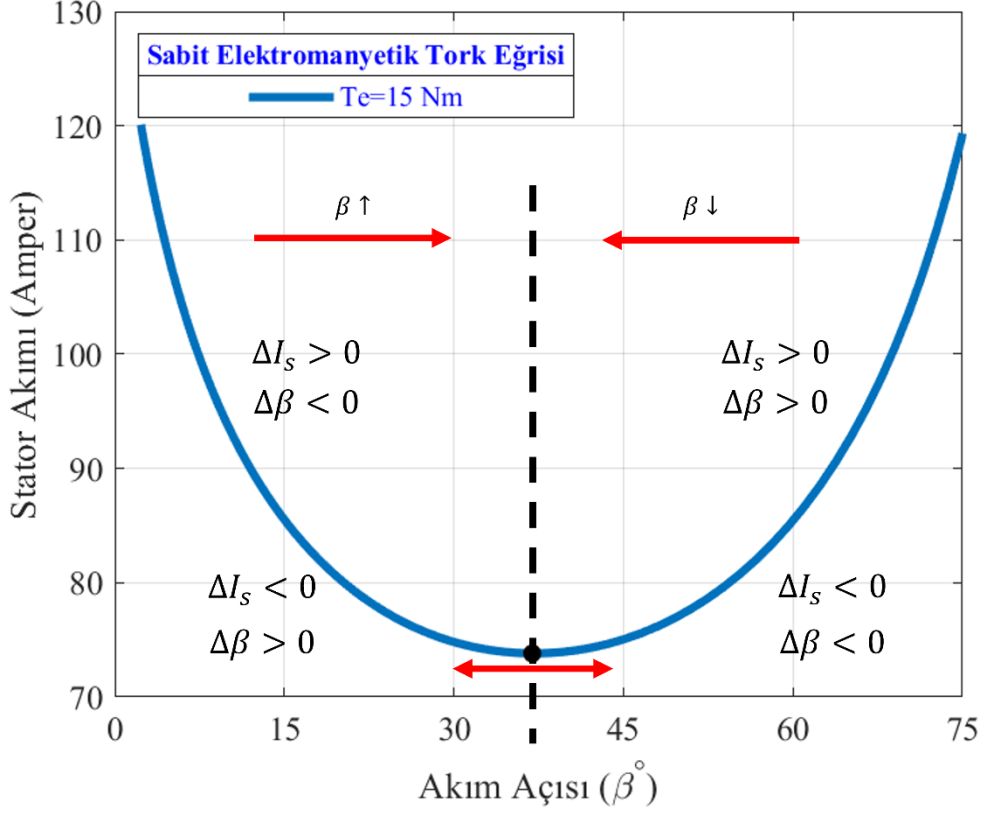


Şekil 3.13. Motorun optimum β ile stator akım büyüklüğünü minimize eden K&G algoritması akış diyagramı

Motordan ölçülen faz akımları Park dönüşümüyle dq- ekseninde ifade edilir ve Eşitlik (3.9) yardımıyla stator akım genliği hesaplanır.

$$I_s = \sqrt{(I_d)^2 + (I_q)^2} \quad (3.9)$$

Güncel stator akım genliği ile hafızada tutulan bir önceki stator akım genliği birbirleriyle karşılaştırılarak ΔI_s elde edilir. ΔI_s 'nin sıfırdan farklı olduğu durumlarda ABMT noktasına ulaşılmamış demektir. β 'nin hafızada tutulan bir önceki değeri ile şimdiki değeri arasında karşılaştırma yapılarak $\Delta\beta$ elde edilir. Eğer $\Delta\beta$ değeri sabit elektromanyetik tork eğrisindeki ABMT noktasının sağ yarı düzleminde kalıyorsa bir sonraki β değeri simülasyonda belirlenen Δ kadar azaltılarak elde edilir. Eğer kalmıyorsa bir sonraki β değeri Δ kadar arttırılarak elde edilir. Bu işlem $\Delta I_s = 0$ civarında salınım yapmaya başlayıncaya kadar yani stator akım genliğinin minimum olduğu nokta etrafına ulaşıncaya kadar devam eder. Şekil 3.14'de K&G algoritmasının çalışma prensibi grafik üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 3.14. Motorun sabit elektromanyetik tork eğrisinde K&G algoritması

Minimum stator akım genliğini arayan algoritmada ise β araması stator akım genliğinin karşılaştırılmasıyla yapılır. Bu karşılaştırmanın yapılabilmesi için arama sonucunda elde edilen β 'ya bağlı olarak yeni bir stator akım genliğinin elde edilmesi gerekmektedir. Yeni stator akım genliğinin elde edilebilmesi için Eşitlik (3.1)'de verilen ifade sıfıra eşitlenerek Eşitlik (3.10) elde edilir.

$$0 = (L_q - L_d)I_s^2 \sin \beta \cos \beta + \psi_m I_s \cos \beta - \frac{2T_e}{3p} \quad (3.10)$$

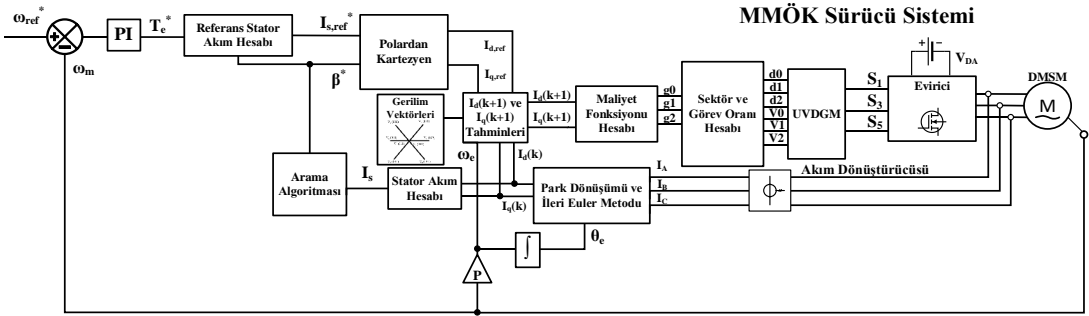
Elde edilen ikinci dereceden eşitlik I_s için çözülür. Kökleri bulabilmek için denklemin diskriminant Eşitlik (3.11)'de verildiği gibi bulunur.

$$\delta = (\psi_m \cos \beta)^2 - \frac{8T_e}{3p} (L_q - L_d) \sin \beta \cos \beta \quad (3.11)$$

Diskriminantın bulunmasıyla Eşitlik (3.12) kullanılarak Eşitlik (3.10)'nun iki adet kökü bulunur.

$$I_{s1,2} = \frac{-\psi_m I_s \cos \beta \pm \sqrt{\delta}}{2(L_q - L_d) \sin \beta \cos \beta} \quad (3.12)$$

Bulunan köklerden pozitif olan kök seçilir ve bu değer yeni stator akım genliği olarak elde edilir. Eşitlik (3.10)'da verilen ifade motor parametrelerini içeriyor olsa da tasarlanan algoritma parametrelerden bağımsız bir şekilde çalıştığı için referans tork değerine göre β 'yı elde edecektir. Sabit torkta stator akımını minimize eden arama algoritmasının eklendiği tüm kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 3.15'deki gibi olur.

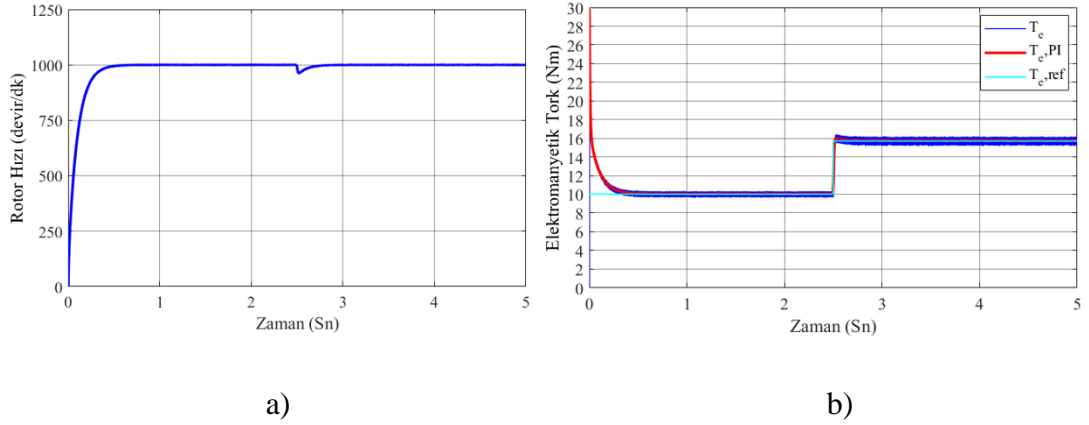


Şekil 3.15. Optimum β ile stator akım genliğini minimize eden K&G algoritmasıyla birleştirilen kontrol sistemi

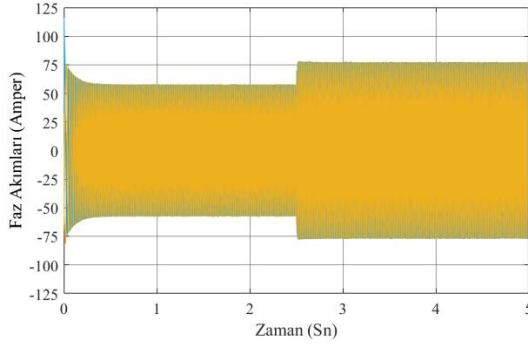
Referans hız değerinden motordan talep edilen tork değerini üretecek bir PI kontrolör kapalı çevrime dahil edilmiştir. Elde edilen tork değerine karşılık Eşitlik (3.10) çözdürülür ve stator akım genliği elde edilir. Üretilen ve ölçülen stator akım genliklerinin karşılaştırılmasıyla talep edilen elektromanyetik tork değerinde minimum stator akımını verecek β 'nın anlık araması yapılır. Arama algoritması sonucunda bulunan optimum β ve Eşitlik (3.10) yardımıyla elde edilen stator akım genliği sırasıyla Eşitlik (2.20) ve Eşitlik (2.21)'de kullanılarak referans dq- eksen akımları elde edilir. Daha sonrasındaysa MMÖK kontrol tekniği uygulanır ve motorun sabit tork bölgesinde kontrolü yapılır.

3.3.1. Sabit Torkta Stator Akımını Minimize Eden K&G Algoritmasıyla Tasarlanan Kontrol Sistemi İçin Simülasyon Sonuçları

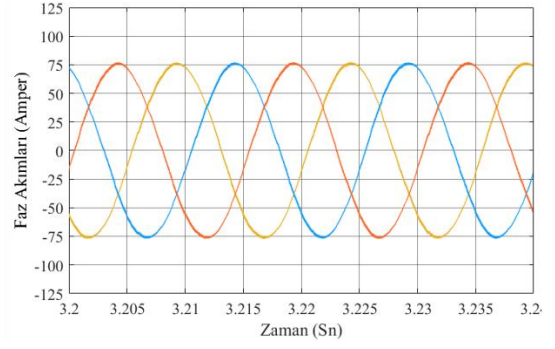
Şekil 3.15'te verilen kontrol sistemi simülasyon ortamında oluşturulmuştur. Tasarlanan sisteme tork adımı uygulanarak kontrol sisteminin dinamik durum ve kalıcı durum performansları incelenmiştir. Bölüm 3.2.1'de yapılan simülasyon senaryosu ve kontrol sistemiyle alakalı varsayımlar burada da uygulanmıştır. Şekil 3.16'da rotor hızı ve elektromanyetik torka ilişkin simülasyon sonuçları verilmiştir. 10 Nm tork değeri için teorik olarak hesaplanan β 35,1° ve buna karşılık gelen stator akım genliği ise 56,6 A'dır. Sırasıyla Şekil 3.18'de β değeri ortalama olarak 35,2° değerinde salınım yapmakta ve Şekil 3.17 (c)'de ise stator akım genliği buna bağlı olarak 56,8 A değerine ulaşmaktadır. Bu sonuçlara bakarak stator akım genliğindeki ve akım açısındaki hatanın çok düşük seviyede olduğu söylenebilmektedir. 10 Nm tork değerinde sistemin ABMT noktasında salınım yaparak çalıştığı simülasyon sonuçlarıyla ispatlanmıştır.



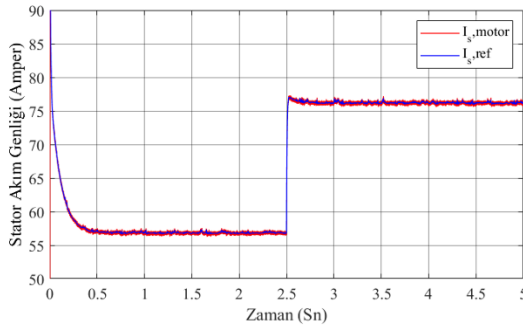
Şekil 3.16. Sabit torkta stator akımını minimize eden K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μs 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de Elektromanyetik tork ve rotor hızı grafikleri; a) Rotor hız grafiği, b) Elektromanyetik tork grafiği



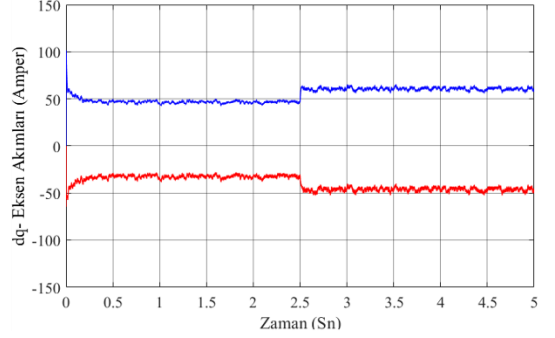
a)



b)

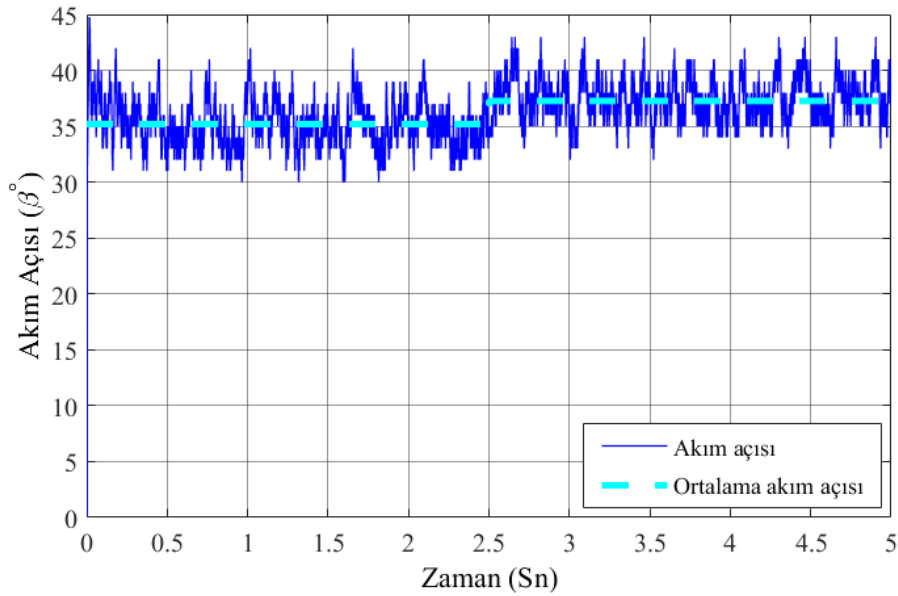


c)



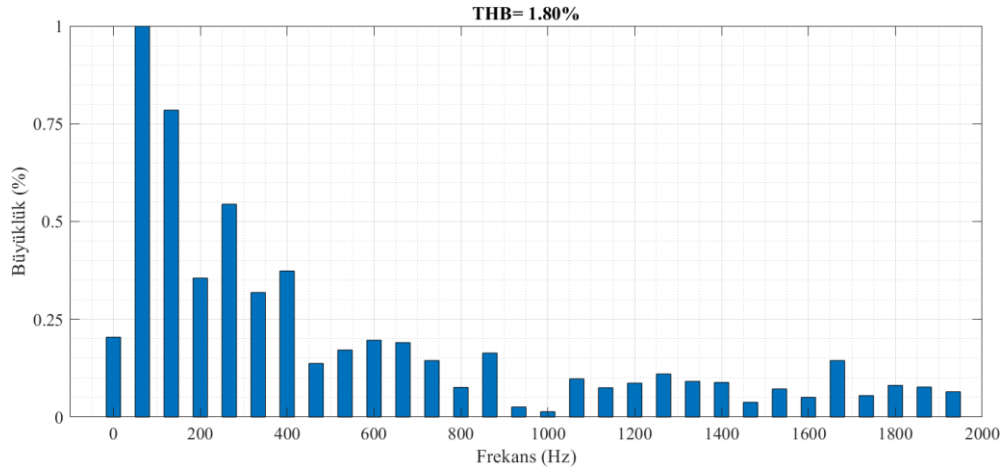
d)

Şekil 3.17. Sabit torkta stator akımını minimize eden K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μ s'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de motor akım grafikleri; a) Faz akımları grafiği, b) Kalıcı durumda yakınlaştırılmış faz akımları grafiği, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akım grafiği

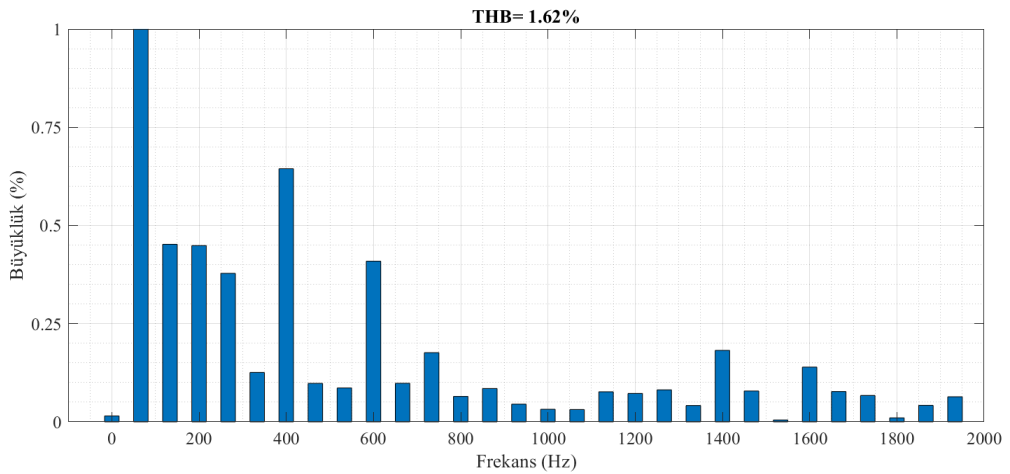


Şekil 3.18. Sabit stator akım eğrisi tabanlı K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μ s'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=10$ Nm ile $T_e=15,7$ Nm'de akım açısı grafiği

Simülasyon $t= 2,5$ saniye çalıştırıldıktan sonra tork talebindeki artışa bağlı olarak kontrolör içerisinde hesaplanan stator akım genliğinde Şekil 3.17’de verildiği gibi artış yaşanmıştır. Teorik olarak $15,7$ Nm değerinde hesaplanan β $37,3^\circ$ ve bu β ’ya karşılık gelen stator akım genliği 76 A olmaktadır. Sırasıyla Şekil 3.18’de yeni tork talebine göre β ortalama olarak $37,2^\circ$ üzerinde salınım yapmakta olup, bu açı değerine karşılık gelen stator akım genliği $76,1$ A olmaktadır. Tasarlanan arama algoritması her iki tork değeri için başarılı bir şekilde çalışmaktadır. Bölüm 3.1’de tasarlanan algorithmada olduğu gibi %1’in altında hata oranıyla birlikte β ve stator akım genliği bulunmaktadır. Şekil 3.19’da $T_e= 10$ Nm ve $T_e= 15,7$ Nm tork değerlerinde stator akımlarındaki THB değerleri verilmiştir. THB oranları her iki tork değeri için %2’nin altında olmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 3.19. Sabit torkta stator akımını minimize eden K&G algoritmasıyla $T_s = 100$ μs 'de ve $n_{ref} = 1000$ devir/dk hızda temel genliği 66,6 Hz'de A faz akımı THB değerleri; (a) $T_e = 10$ Nm tork değerinde THB değeri, (b) $T_e = 15,7$ Nm tork değerinde THB değeri

Bu bölümde geliştirilen algoritmanın doğruluğunu kanıtlayabilmek için aynı kontrol sistemine 4 farklı tork adımı uygulanmıştır. Yukarıda elde edilen sonuçlar ile kontrol sistemine farklı tork adımlarının uygulanması sonucunda elde edilen sonuçlar Çizelge 3.3'te verilmiştir.

Çizelge 3.3. Stator akımını minimize eden arama algoritmasının doğrulanması

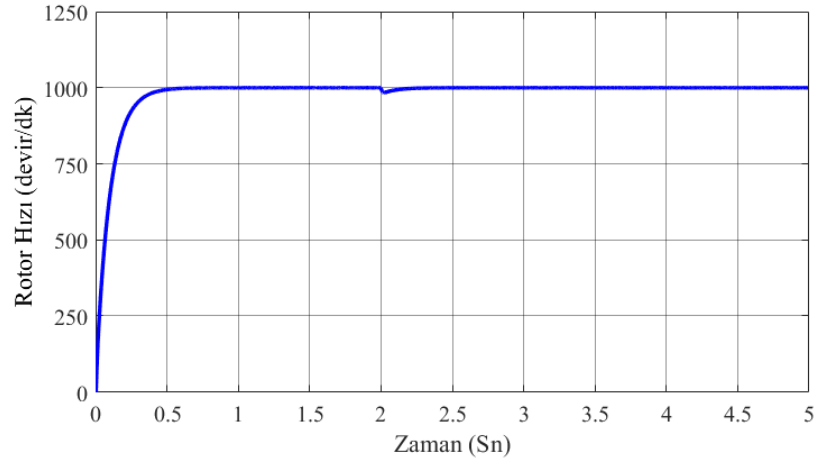
Yük Torku (Nm)	β (°) (Optimum - K&G)	I_s (A) (Optimum - K&G)	THB (%)	Doğruluk (%)
4	28,5 – 29,1	29,3 – 29,4	%2,23	99,66
5	30,4 – 30,7	34,7 – 34,8	%2,12	99,72
7	32,9 – 32,7	44,3 – 44,4	%1,99	99,78
8	33,7 – 33,8	48,7 – 48,8	%1,88	99,8
10	35,1 – 35,2	56,6 – 56,8	%1,80	99,65
15.7	37,3 – 37,2	76 – 76,1	%1,62	99,87

Farklı elektromanyetik tork değerlerinde yapılan simülasyon sonuçlarından görüleceği gibi geliştirilen arama algoritması sonucunda elde edilen β teorik olarak hesaplanan β değerlerini %2,5'in altında hata oranıyla takip etmektedir. Geniş çaplı yapılan simülasyon sonuçları arama algoritmasının kontrol sisteminin kalıcı durumunu bozmayacak şekilde sisteme dahil edildiğini göstermektedir.

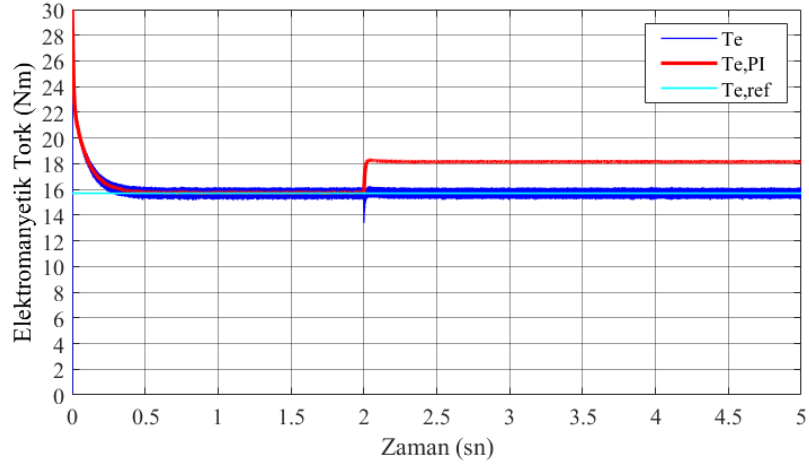
3.3.2. Parametre Değişimlerinin Kontrol Sistemine Etkisi

Bölüm 2.4 ve Bölüm 3.2.2'de yapıldığı gibi Şekil 3.15'te verilen kontrol sisteminde motorun içerisinde L_d, L_q, ψ_m adım fonksiyonu kullanılarak değiştirilecek fakat bu değişimler kontrol sistemi tarafından bilinmeyecektir. Böylece tasarlanan algoritmanın parametre değişimleri altındaki performansı ortaya çıkarılacaktır.

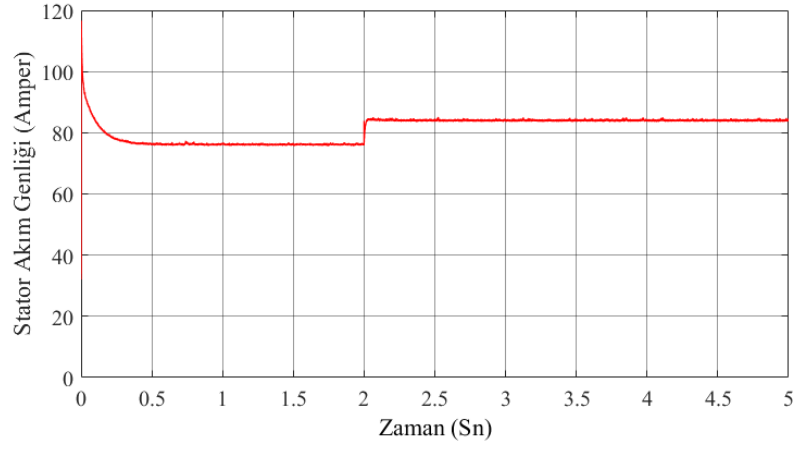
Simülasyon $t=5$ saniye çalıştırılarak motordan $n_{ref}=1000$ devir/dk hız talep edilmiştir. Motora yüklenen tork $T_L=15,7$ Nm olarak ayarlanmıştır. MMÖK ve K&G örnekleme süreleri sırasıyla $100 \mu s$ ve $1 ms$ 'dir. β 'nın artırım ve azaltım değeri $\Delta=1^\circ$ 'dir. Simülasyon 2 saniye çalıştıktan sonra ise motor parametreleri adım fonksiyonu yardımıyla önceki bölüm ile aynı şekilde %10, %15 ve %10 oranında düşürülmüştür [93]. Şekil 3.20'de simülasyon sonuçları verilmiştir.



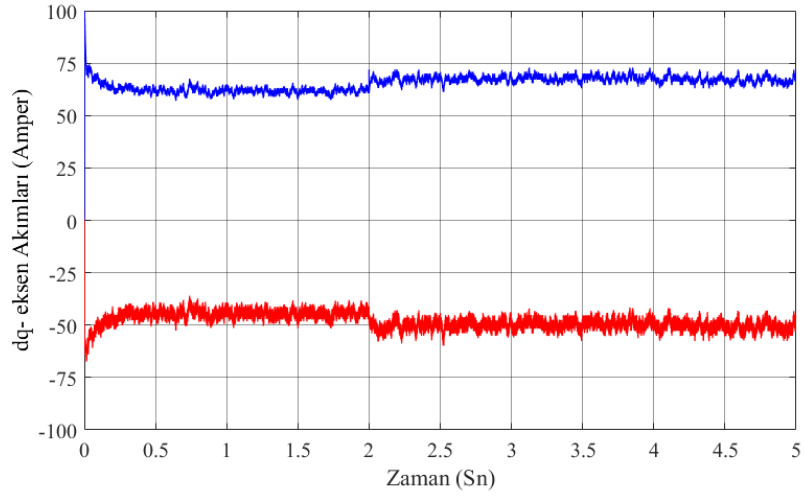
a)



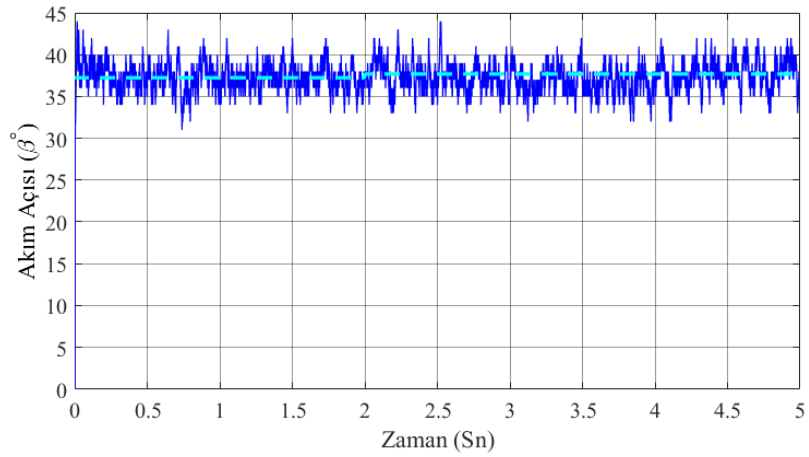
b)



(c)



d)



e)

Şekil 3.20. Sabit elektromanyetik tork eğrisi tabanlı K&G algoritmasıyla $T_s=100$ μs 'de $n_{ref}=1000$ devir/dk ve $T_e=15,7$ Nm'de kontrol sistemine ait

grafikler; a) Rotor hızı, b) Elektromanyetik tork grafikleri, c) Stator akım genliği, d) dq- eksen akımları, e) Akım açısı

$t= 2$. saniye öncesinde Bölüm 3.2.2’de olduğu gibi motor ve kontrolör arasında parametre uyuşmazlığı bulunmamaktadır. Şekil 3.20’de de verildiği gibi $t=2$. saniye öncesinde stator akım genliği 76.1 A olmakta ve β 37,2° civarında salınım yapmaktadır. $t=2$. Saniye sonrasında parametrelerdeki değişime bağlı Şekil 3.20 (a) ve Şekil 3.20 (b)’de verildiği gibi elektromanyetik tork ve motor hızında düşüş yaşanmıştır. PI kontrolör hızlıca hız hatasını sıfıra çekmiş ve motorun talep edilen torku üretmesini sağlamıştır. Parametre uyuşmazlığı sebebiyle PI kontrolör çıkışındaki elektromanyetik tork değerinde artış yaşanmıştır. Parametrelerdeki uyuşmazlık hesaplanan stator akım genliğinde artışa sebep olmuştur. Hesaplanan stator akım genliği ise 84 A olmaktadır. Hesaplanan stator akım genliğine göre arama algoritması β aramasını Şekil 3.20 (e)’de verildiği gibi 37,7° civarında yapmaktadır. Teorik olarak hesaplanan stator akım genliği 83,9 A ve hesaplanan β değeri 37,4° olmaktadır. Simülasyon sonucunda elde edilen sonuçlar Çizelge 3.4’te özetlenmiştir. Arama algoritmasıyla bulunan β değeri ile teorik hesaplanan β değeri arasında %99 oranında doğruluk başarılmıştır. Ayrıca hesaplanan stator akım genliği ile teorik olarak bulunan akım genliği arasında %0,12 oranında hata bulunmaktadır. Akım hatası çok küçük değerde olduğundan dolayı ihmal edilebilmektedir. Sistemin parametre değişimlerine karşı gürbüz olduğu ve ABMT noktası etrafında çalıştığı simülasyon sonuçları ile kanıtlanmıştır.

Çizelge 3.4. Stator akımını minimize eden algorithmada parametre değişimlerinin etkisinin incelendiği simülasyon sonuçları

	Tork (Nm)	β (°) Optimum – K&G	I_s (A) Optimum – K&G	Doğruluk (%)
$t < 2$	15,7	37,3 – 37,2	76 – 76,10	99,87
$t > 2$	15,7	37,4 – 37,7	84 – 83,9	99,88

Bu bölümde arama algoritmalarından biri olan K&G kullanarak 2 adet algoritma geliştirilmiştir. Birinci tasarlanan algorithmada tork maksimize edilmiş ve ikinci tasarlanan algorithmada stator akımını minimize edilmiştir. Böylelikle her iki algoritma MMÖK ile tasarlanan kontrol sistemine dahil edilerek farklı tork değerlerinde ABMT

noktaları elde edilmiştir. Geliştirilen algoritmaların doğruluğu ideal ve ideal olmayan durumlarda yapılan geniş çaplı yapılan simülasyonlar yardımıyla kanıtlanmıştır.

BÖLÜM 4

SONUÇLAR VE GELECEKTE YAPILACAK ÇALIŞMALAR

4.1. SONUÇLAR

Son yıllarda gelişen mikroişlemci teknolojisi birlikte AYK ve DTK yöntemlerinin yanında SKS-MÖK metodu gittikçe popüler olmaya başlamıştır. Fakat SKS-MÖK metodunda modülatör bloğunun bulunmamasından kaynaklı olarak sistemin kalıcı durum performansı düşüktür. Sistemin kalıcı durum performansının artırılabilmesi için örnekleme zamanının düşürülmesi gerekmektedir. Bu yöntemde her ne kadar mikroişlemci teknolojisi gelişmiş olsa da değişkenler kendilerini daha fazla güncelledikleri için işlemci üzerindeki matematiksel yük önemli ölçüde artmaktadır. Bunun önüne geçebilmek için sisteme modülatör bloğu eklenerek SKS-MÖK metodunun avantajlarını modülatör bloğuyla birleştiren MMÖK metodu önerilmiştir. Bundan dolayı bu çalışmanın ilk kısmında SKS-MÖK metoduyla MMÖK metodlarının teorisi anlatılarak, çalışma prensipleri detaylandırılmıştır. Daha sonrasında her iki kontrol metodunun dinamik durumdaki ve kalıcı durumdaki performansları incelenmiştir. Stator akımlarındaki THB, elektromanyetik torktaki dalgalanma ve işlemci üzerine getirdikleri matematiksel hesaplama yükleri farklı örnekleme zamanları ve farklı operasyon noktalarına göre kıyaslanarak MMÖK metodunun SKS-MÖK metoduna göre üstünlüğü kapsamlı simülasyon sonuçlarıyla ispatlanmıştır.

Daha sonrasında DMSM için sabit tork bölgesinde parametrelerden bağımsız ABMT stratejisinin geliştirilmesi amaçlanmıştır. Bundan dolayı literatürde kullanılan ABMT stratejileri incelenerek, bu stratejilerin avantajları ve dezavantajları irdelenmiştir ve parametrelerden bağımsız ABMT noktalarını bulan K&G tabanlı sürücüler geliştirilmiştir.

Birinci sürücüde torku maksimize eden β 'nin arama işlemi ile anlık optimizasyon başarılmıştır. Bu algoritmanın dezavantajı sürücü sistemine referans olarak girilen değişkenin stator akım genliği olmasıdır. Stator akım genliği ile hız arasında lineer ilişki bulunmadığından ve ayrıca elektrikli araçlarda tez kapsamında ikinci bir algoritma geliştirilmiştir. Her iki algoritmanın parametre değişimlerine karşı performansları incelenmiş ve her iki algoritmanın da parametre değişimlerini kompanse ederek anlık akım açısı optimizasyonu ile ABMT kontrolünü başardığı ispatlanmıştır.

Bu tez çalışmasında ulaşılmak istenen hedeflerden biri tasarlanarak üretilen prototip DMSM için SKS-MÖK ve MMÖK metotlarıyla sürücü sistemlerinin geliştirilmesi ve geliştirilen sürücü sistemlerin birbirleriyle karşılaştırılmasıdır ve Bölüm 2'de bu hedefe ulaşılmıştır. Bölüm 2'de üstünlüğü ispatlanan MMÖK tabanlı sürücünün modele bağımlı olması sebebiyle tez kapsamındaki diğer hedef olan arama algoritması yardımıyla modelden bağımsız bir şekilde DMSM'nin kontrolünün sağlanmasıdır. Bu kapsamda Bölüm 3'te iki adet farklı yaklaşımla K&G tabanlı arama algoritması ile verimi anlık optimize eden stratejiler geliştirilmiştir ve sürücülerin üstünlüğü kapsamlı simülasyonlar ispatlanmıştır.

4.2. MPC İLE İLGİLİ GELECEKTE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR

Bu tezde kullanılan MPC metotları olan SKS-MÖK ve MMÖK kontrol stratejileriyle geliştirilen sürücülerin deneysel ortamda testlerinin gerçekleştirilerek kıyaslamaların daha kapsamlı bir şekilde ele alınması önemli bir çalışma konusu olacaktır. Ayrıca DMSM'nin ayrık zamanda ifade edilen matematiksel eşitliklerinden dolayı SKS-MÖK ve MMÖK metotları parametre bağımlı metotlardır. Bundan kaynaklı olarak motor ve kontrol sistemi arasında parametre uyumsuzluğu oluşmaktadır. Deneysel ortamda motor parametre değişimleri göz önüne alınmazsa ve dış kontrolör sisteme dahil edilmezse referans tork ile motorun ürettiği tork değeri arasında boşluk oluşacaktır. Bunu elimine edebilmek için parametre tahmin algoritmaları kullanılarak motor parametrelerinin deneye dayalı olarak tahmin edilmesi ve tahmin edilen parametrelerin SKS-MÖK ile MMÖK metotlarıyla geliştirilen sürücü sistemlerinde kullanılması çalışmaları ayrıca önem arz etmektedir. Ayrıca rotor hızı veya pozisyon

açısının ölçümü bir sensör yardımıyla yapılmaktadır. Sensör ihtiyacının ortadan kaldırılarak kontrol sisteminin maliyetini ve bileşen sayısını azaltabilmek için SKS-MÖK ve MMÖK metotlarıyla geliştirilen kontrol sistemlerine sensörsüz kontrol algoritmalarının dahil edilmesi gelecek çalışmalar arasında yer almaktadır.

4.3. ARAMA ALGORİTMASIYLA İLE İLGİLİ GELECEKTE YAPILACAK ÇALIŞMALAR

Bu tezde kullanılan arama algoritmalarıyla simülasyonu yapılan sürücü sistemlerinin deneysel ortamda tasarlanması ve gerçekleştirilmesi önemli gelecek çalışmalar arasındadır. Arama algoritmalarıyla tasarlanan her iki metotta farklı metasezgisel algoritmalar kullanarak bu algoritmalarının performans karşılaştırmasının yapılması çalışmaları önemlidir. ABMT kontrol stratejisiyle motorun sabit tork bölgesinde modelden bağımsız kontrolünün haricinde alan zayıflatma stratejisinde de kararlı ve modelden bağımsız kontrolün sağlanması çalışmaları önemlidir. Ayrıca sistem bileşenleri kaçınılmaz gerçek olan güç elektroniği elemanı invertöre bağlı olarak gerçek hayatta kaçınılmaz olan yarı-iletken aygıtlar üzerindeki gerilim düşmeleri ve ölü-zaman kaynaklı performans düşüklüklerinin kompanzasyonu çalışmaları tez konusu kapsamında ele alınabilecek önemli gelecek çalışmalar arasındadır.

KAYNAKLAR

1. Cai, W., Wu, X., Zhou, M., Liang, Y., and Wang, Y., "Review and Development of Electric Motor Systems and Electric Powertrains for New Energy Vehicles", *Automotive Innovation*, 4 (1): 3–22 (2021).
2. López, I., Ibarra, E., Matallana, A., Andreu, J., and Kortabarria, I., "Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: Technology, trends and challenges", *Renewable And Sustainable Energy Reviews*, 114 (April 2018): 109336 (2019).
3. Sun, X., Li, Z., Wang, X., and Li, C., "Technology development of electric vehicles: A review", *Energies*, 13 (1): 1–29 (2019).
4. Li, Z., Khajepour, A., and Song, J., "A comprehensive review of the key technologies for pure electric vehicles", *Energy*, 182: 824–839 (2019).
5. Zhu, Z. Q. and Howe, D., "Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles", *Proceedings Of The IEEE*, 95 (4): 746–765 (2007).
6. KIYAK, İ. and KAYA, K. Y., "Elektrikli Taşıtlarda Kullanılan İndüksiyon / Sabit Mıknatıslı Motor Sürücülerinin Simülasyonu ve Motor Dinamiklerinin Analizi", *International Journal Of Advances In Engineering And Pure Sciences*, 32 (2): 152–157 (2020).
7. Koc, M., "EFFICIENCY OPTIMISED CONTROL OF INTERIOR MOUNTED PERMANENT MAGNET MACHINES FOR ELECTRIC VEHICLE TRACTION", PhD Thesis, *University Of Sheffield Electronic and Electrical Engineering*, Sheffield, 204 (2016).
8. Loganayaki, A. and Bharani Kumar, R., "Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Applications", *2019 5th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems*, Coimbatore, India, 1064-1069 (2019).
9. Pellegrino, G., Vagati, A., Boazzo, B., and Guglielmi, P., "Comparison of induction and PM synchronous motor drives for EV application including design examples", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 48 (6): 2322–2332 (2012).
10. Finken, T., Felden, M., and Hameyer, K., "Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles", *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 1-5 (2008).
11. Dong, J., Huang, Y., Jin, L., and Lin, H., "Comparative Study of Surface-Mounted and Interior Permanent-Magnet Motors for High-Speed Applications", *IEEE Transactions On Applied Superconductivity*, 26 (4): 4–7 (2016).

12. Pellegrino, G., Vagati, A., Guglielmi, P., and Boazzo, B., "Performance comparison between surface-mounted and interior PM motor drives for electric vehicle application", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 59 (2): 803–811 (2012).
13. Naina, A., Paryani, S., and Jani, S. S. N., "Comparison between Surface-Mounted and Interior PM Motor for EV Application", *2021 International Conference on Intelligent Technologies*, Hubli, India ,1-6 (2021).
14. Blaschke, F., "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop System for Rotating Field Machines", *Siemens Review*, 39: 217–220 (1972).
15. Takahashi, I. and Noguchi, T., "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions On Industry Applications*, IA-22 (5): 820–827 (1986).
16. Wang, F., Zhang, Z., Mei, X., Rodríguez, J., and Kennel, R., "Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control", *Energies*, 11 (1): (2018).
17. Samar, A., Saedin, P., Tajudin, A. I., and Adni, N., "The implementation of Field Oriented Control for PMSM drive based on TMS320F2808 DSP controller", *2012 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering*, Penang, Malaysia, 612-616 (2012).
18. Akhil, I. R. and Vijayakumari, C. K., "Modified direct torque control scheme for PMSM", *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, Bengaluru, India ,1-6 (2012).
19. Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., and Tani, A., "FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 17 (5): 779–787 (2002).
20. Rashed, M., MacConnell, P. F. A., Stronach, A. F., and Acarnley, P., "Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor with stator-resistance estimation", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54 (3): 1664–1675 (2007).
21. Semenov, D., Tian, B., An, Q. T., and Sun, L., "Position estimation for sensorless FOC of five-phase PMSM in electric vehicles", *Proceedings of the 2016 Australasian Universities Power Engineering Conference*, Brisbane, QLD, Australia , 16-20 (2016).
22. Wicaksono, N. A., Harini, B. W., and Yusivar, F., "Sensorless PMSM control using fifth order EKF in electric vehicle application", *International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics*, Malang, Indonesia , 254-259 (2018).

23. Woldegiorgis, A., Ge, X., Wang, H., and Zuo, Y., "An Active Flux Estimation in the Estimated Reference Frame for Sensorless Control of IPMSM", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 37 (8): 9047–9060 (2022).
24. Korkmaz, F., Topaloğlu, I., Çakir, M. F., and Gürbüz, R., "Comparative performance evaluation of FOC and DTC controlled PMSM drives", *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Istanbul, Turkey ,705-708 (2013).
25. Norambuena, M., Rodriguez, J., Zhang, Z., Wang, F., Garcia, C., and Kennel, R., "A Very Simple Strategy for High-Quality Performance of AC Machines Using Model Predictive Control", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 34 (1): 794–800 (2018).
26. Cortés, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., and Rodriguez, J., "Predictive control in power electronics and drives", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 55 (12): 4312–4324 (2008).
27. Linder, A., Kanchan, R., Kennel, R., and Stolze, P., "Model-Based Predictive Control of Electric Drives", *Cuvillier Verlag*, Göttingen, 270 (2010).
28. Rodriguez, J., Cortes, P., Kennel, R., and Kazmierkowski, M. P., "Model predictive control - A simple and powerful method to control power converters", *2009 IEEE 6th International Power Electronics And Motion Control Conference*, 56 (6): 41–49 (2009).
29. Guzman, R., Garcia, L., Vicu, D., Camacho, A., Miret, J., and Rey, J. M., "Receding-Horizon Model-Predictive Control for a Three-Phase VSI With an LCL Filter", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 66 (9): 6671–6680 (2019).
30. Luo, X., Shen, A., Tang, Q., Liu, J., and Xu, J., "Two-Step Continuous-Control Set Model Predictive Current Control Strategy for SPMSM Sensorless Drives", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 36 (2): 1110–1120 (2021).
31. Ahmed, A. A., Koh, B. K., and Lee, Y. Il, "A Comparison of Finite Control Set and Continuous Control Set Model Predictive Control Schemes for Speed Control of Induction Motors", *IEEE Transactions On Industrial Informatics*, 14 (4): 1334–1346 (2018).
32. Stefanutti, W., Tedeschi, E., Mattavelli, P., and Saggini, S., "Digital deadbeat control tuning for dc-dc converters using error correlation", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 22 (4): 1566–1570 (2006).
33. Godlewska, A. and Sikorski, A., "Predictive current control of back-to-back converter", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 51 (3): 585–593 (2016).

34. Geyer, T., "Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives", *Wiley*, New Jersey, 576 (2016).
35. Wang, F., Mei, X., Rodriguez, J., and Kennel, R., "Model predictive control for electrical drive systems-an overview", *CES Transactions On Electrical Machines And Systems*, 1 (3): 219–230 (2017).
36. Vazquez, S., Rodriguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G., and Norambuena, M., "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 64 (2): 935–947 (2017).
37. Gulbudak, O., Gokdag, M., and Komurcugil, H., "Model Predictive Control Strategy for Induction Motor Drive Using Lyapunov Stability Objective", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 0046 (c): 1–10 (2022).
38. Morari, M. and H. Lee, J., "Model predictive control: Past, present and future", *Computers And Chemical Engineering*, 23 (4–5): 667–682 (1999).
39. Karamanakos, P., Liegmann, E., Geyer, T., Kennel, R., "Model Predictive Control of Power Electronic Systems: Methods, Results, and Challenges", *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 1 (September): 95-114 (2020).
40. Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. A., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., and Ammann, U., "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54 (1): 495–503 (2007).
41. Li, Y., Zhang, Z., Li, K., Zhang, P., and Gao, F., "Predictive current control for voltage source inverters considering dead-time effect", *CES Transactions On Electrical Machines And Systems*, 4 (1): 35–42 (2020).
42. GÜLBUDAK, O. and GÖKDAĞ, M., "Performance Evaluation of Model Predictive Control Method for Neutral Point Clamped Inverter", *Turkish Journal Of Engineering*, 6 (3): 245–250 (2021).
43. Gulbudak, O. and Gokdag, M., "FPGA-Based Model Predictive Control for Power Converters", *2020 IEEE 2nd Global Power, Energy and Communication Conference*, Izmir, Turkey, 30-35 (2020).
44. Rodriguez, J., Kazmierkowski, M. P., Espinoza, J. R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H. A., and Rojas, C. A., "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics", *IEEE Transactions On Industrial Informatics*, 9 (2): 1003–1016 (2013).
45. Poonahela, I., Bayhan, S., Abu-Rub, H., Begovic, M., and Shadmand, M., "An Effective Finite Control Set-Model Predictive Control Method for Grid Integrated Solar PV", *IEEE Access*, 9: 144481–144492 (2021).
46. Vanti, S., Bana, P. R., D'Arco, S., and Amin, M., "Single-stage Grid-Connected PV System with Finite Control Set Model Predictive Control and an Improved

- Maximum Power Point Tracking", *IEEE Transactions On Sustainable Energy*, 13 (2): 791–802 (2021).
47. Vazquez, S., Zafra, E., Aguilera, R. P., Geyer, T., Leon, J. I., and Franquelo, L. G., "Prediction model with harmonic load current components for SKS-MÖK of an uninterruptible power supply", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 37 (1): 322–331 (2022).
 48. Zhang, Y., Xia, B., Yang, H., and Rodriguez, J., "Overview of model predictive control for induction motor drives", *Chinese Journal Of Electrical Engineering*, 2 (1): 62–76 (2019).
 49. Gokdag, M. and Gulbudak, O., "Model predictive control with active damping capability for induction machine driver based on indirect matrix converter", **2020 IEEE Electric Power and Energy Conference**, Edmonton, AB, Canada ,1-6 (2020).
 50. Mousavi, M. S., Davari, S. A., Nekoukar, V., Garcia, C., and Rodriguez, J., "Finite-Set Model Predictive Current Control of Induction Motors by Direct Use of Total Disturbance", *IEEE Access*, 9: 107779–107790 (2021).
 51. Mousavi, M. S., Davari, S. A., Nekoukar, V., Garcia, C., and Rodriguez, J., "A Robust Torque and Flux Prediction Model by a Modified Disturbance Rejection Method for Finite-Set Model-Predictive Control of Induction Motor", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 36 (8): 9322–9333 (2021).
 52. Gokdag, M. and Gulbudak, O., "Dual-model predictive control of two independent induction motors driven by a SiC nine-switch inverter", *International Journal Of Electronics*, 00 (00): 1–19 (2021).
 53. Nikmaram, B., Davari, S. A., Naderi, P., Garcia, C., and Rodriguez, J., "Sensorless Simplified Finite Control Set Model Predictive Control of SynRM Using Finite Position Set Algorithm", *IEEE Access*, 9: 47184–47193 (2021).
 54. Varatharajan, A., Pescetto, P., and Pellegrino, G., "Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drives: A Full-Speed Scheme Using Finite-Control-Set MPC in a Projection Vector Framework", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 56 (4): 3809–3818 (2020).
 55. Li, X., Yang, Q., Tian, W., Karamanakos, P., and Kennel, R., "A Dual Reference Frame Multistep Direct Model Predictive Current Control with a Disturbance Observer for SPMSM Drives", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 37 (3): 2857–2869 (2022).
 56. Liu, X., Zhou, L., Wang, J., Gao, X., Li, Z., and Zhang, Z., "Robust Predictive Current Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors with Newly Designed Cost Function", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 35 (10): 10778–10788 (2020).

57. Khalilzadeh, M. and Vaez-Zadeh, S., "A Robust Predictive Torque and Flux Control for IPM Motor Drives without a Cost Function", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 36 (7): 8067–8075 (2021).
58. Brosch, A., Wallscheid, O., and Bocker, J., "Torque and Inductances Estimation for Finite Model Predictive Control of Highly Utilized Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Transactions On Industrial Informatics*, 17 (12): 8080–8091 (2021).
59. Zucuni, J. P., Carnielutti, F., Pinheiro, H., Norambuena, M., and Rodriguez, J., "Cost Function Design for Stability Assessment of Modulated Model Predictive Control", *2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications*, Lyon, France ,1-9 (2020).
60. Xiao, D., Alam, K. S., Akter, M. P., Shakib, S. M. S. I., Zhang, D., and Rahman, M., "Modulated Model Predictive Control for Four-Leg Inverters with Online Duty Ratio Optimization", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 56 (3): 3114–3124 (2020).
61. Korpe, U. U., Gokdag, M., Koc, M., and Gulbudak, O., "Modulated Model Predictive Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines", *El Cezeri*, 9 (2): 777-787 (2022)
62. Tarisciotti, L., Zanchetta, P., Watson, A., Clare, J., Bifaretti, S., and Rivera, M., "A new predictive control method for cascaded multilevel converters with intrinsic modulation scheme", *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, Vienna, Austria, 5764-5769 (2013).
63. Xu, J., Gao, F., Soeiro, T. B., Chen, L., Tarisciotti, L., Tang, H., and Bauer, P., "Carrier-Based Modulated Model Predictive Control Strategy for Three-Phase Two-Level VSIs", *IEEE Transactions On Energy Conversion*, 36 (3): 1673–1687 (2021).
64. Andino, J., Ayala, P., Llanos-Proano, J., Naunay, D., Martinez, W., and Arcos-Aviles, D., "Constrained Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Three-Level Voltage Source Inverter", *IEEE Access*, 10: 10673–10687 (2022).
65. Rivera, M., Morales, F., Baier, C., Muñoz, J., Tarisciotti, L., Zanchetta, P., and Wheeler, P., "A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter", *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, Seville, Spain, 2224-2229 (2015).
66. Tarisciotti, L., Lei, J., Formentini, A., Trentin, A., Zanchetta, P., Wheeler, P., and Rivera, M., "Modulated Predictive Control for Indirect Matrix Converter", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 53 (5): 4644–4654 (2017).
67. Rivera, M., Pérez, M., Baier, C., Muñoz, J., Yaramasu, V., Wu, B., Tarisciotti, L., Zanchetta, P., and Wheeler, P., "Predictive Current Control with fixed switching

- frequency for an NPC converter", *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics*, Buzios, Brazil, 1034-1039 (2015).
68. Yaramasu, V., Dekka, A., and Rodriguez, J., "Modulated Model Predictive Torque and Current Control of Squirrel Cage Induction Generator-Based Wind Power Generation System", *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, Aalborg, Denmark, 1-7 (2020).
 69. Ayala, M., Doval-Gandoy, J., Rodas, J., Gonzalez, O., Gregor, R., and Rivera, M., "A Novel Modulated Model Predictive Control Applied to Six-Phase Induction Motor Drives", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 68 (5): 3672–3682 (2021).
 70. Gonzalez, O., Ayala, M., Romero, C., Delorme, L., Rodas, J., Gregor, R., Gonzalez-Prieto, I., and Duran, M., "Model Predictive Current Control of Six-phase Induction Motor Drives using Virtual Vectors and Space Vector Modulation", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 37 (7): 7617–7628 (2022).
 71. Gokdag, M., "Modulated Predictive Control to Improve the Steady-State Performance of NSI-Based Electrification Systems", *Energies*, 15 (6): (2022).
 72. Milev, K., Yaramasu, V., Dekka, A., Kouro, S., Dragicevic, T., and Rodriguez, J., "Modulated Model Predictive Torque and Power Control of Gearless PMSG Wind Turbines", *2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, Dubrovnik, Croatia, 352-357 (2020).
 73. Shakib, S. M. S. I., Xiao, D., Dutta, R., Alam, K. S., Osman, I., and Rahman, M. F., "An Improved Modulated Model Predictive Torque and Flux Control for High-Speed IPMSM Drives", *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Baltimore, MD, USA, 6601-6607 (2019).
 74. Wang, Q., Rivera, M., Riveros, J. A., and Wheeler, P., "Modulated Model Predictive Current Control for PMSM Operating With Three-level NPC Inverter", *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference*, Santos, Brazil, 1-5 (2019).
 75. Wang, Q., Yu, H., Li, C., Lang, X., Yeoh, S. S., Yang, T., Rivera, M., Bozhko, S., and Wheeler, P., "A Low-Complexity Optimal Switching Time-Modulated Model-Predictive Control for PMSM with Three-Level NPC Converter", *IEEE Transactions On Transportation Electrification*, 6 (3): 1188–1198 (2020).
 76. Korpe, U. U., Gokdag, M., Koc, M., and Gulbudak, O., "Modulated Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with Improved Steady-State Performance", *2021 IEEE 3rd Global Power, Energy and Communication Conference*, Antalya, Turkey, 67-72 (2021).
 77. KOÇ, M., EMİROĞLU, S., and TAMYÜREK, B., "Analysis and simulation of efficiency optimized IPM drives in constant torque region with reduced

- computational burden", *Turkish Journal Of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 29 (3): 1643–1658 (2021).
78. Cao, M., Egashira, J., and Kaneko, K., "High efficiency control of IPMSM for electric motorcycles", *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, China, 1893-1897 (2009).
 79. Hoang, K. D., Zhu, Z. Q., and Foster, M., "Online optimized stator flux reference approximation for maximum torque per ampere operation of interior permanent magnet machine drive under direct torque control", *IET Conference Publications*, Bristol, 1-6 (2012).
 80. Bolognani, S., Petrella, R., Prearo, A., and Sgarbossa, L., "Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 47 (1): 105–114 (2011).
 81. Windisch, T. and Hofmann, W., "A comparison of a signal-injection method and a discrete-search algorithm for MTPA tracking control of an IPM machine", *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications*, Geneva, Switzerland, 1-10 (2015).
 82. Zhu, D., Liu, G., Wang, J., and Chen, Q., "A comparison of two MTPA algorithms for an interior permanent magnet synchronous motor drives", *19th International Conference on Electrical Machines and Systems*, Chiba, Japan, 1-5 (2017).
 83. Mahmud, M. H., Wu, Y., Alhosaini, W., Diao, F., and Zhao, Y., "A high frequency signal injection based optimum reference flux searching for direct torque control of a three-level traction drive", *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Baltimore, MD, USA, 4540-4545 (2019).
 84. Lai, C., Feng, G., Tian, J., Li, Z., Zuo, Y., Balamurali, A., and Kar, N. C., "PMSM Drive System Efficiency Optimization Using a Modified Gradient Descent Algorithm with Discretized Search Space", *IEEE Transactions On Transportation Electrification*, 6 (3): 1104–1114 (2020).
 85. Zhao, Y., Mahmud, M. H., and Wang, L., "An online optimal reference flux searching approach for direct torque control of interior permanent magnet synchronous machines", *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 1790-1795 (2017).
 86. Anton, D., Kim, Y. K., Lee, S. J., and Lee, S. T., "Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives", *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, Orlando, FL, USA, 1355-1360 (2008).
 87. Li, Z., O'donnell, D., Li, W., Song, P., Balamurali, A., and Kar, N. C., "A Comprehensive Review of State-of-the-Art Maximum Torque per Ampere Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors", *2020 10th International Electric Drives Production Conference*, Ludwigsburg, Germany, 1-8 (2020).

88. Sun, T., Wang, J., Koc, M., and Chen, X., "Self-Learning MTPA Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Based on Virtual Signal Injection ", *IEEE Transactions On Industry Applications*, 52 (4): 3062–3070 (2016).
89. Dianov, A. and Anuchin, A., "Adaptive maximum torque per ampere control of sensorless permanent magnet motor drives", *Energies*, 13 (19): (2020).
90. GÖRDÜK, B., "DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SENSORLESS VECTOR CONTROLLED DRIVE FOR PMSMs", *Istanbul Technical University Electrical Engineering*, Istanbul, 89 (2019).
91. Sevinç, A. "SPEED SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTORS", *University of Bristol Electrical Engineering*, Bristol ,285 (2001).
92. Garcia, C., Rodriguez, J., Odhano, S., Zanchetta, P., and Davari, S. A., "Modulated Model Predictive Speed Control for PMSM Drives", *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and International Transportation Electrification Conference*, Nottingham, UK, 1-6 (2019).
93. Koç, M. and Emre Özçiflikçi, O., "Precise torque control for interior mounted permanent magnet synchronous motors with recursive least squares algorithm based parameter estimations", *Engineering Science And Technology, An International Journal*, 34: 0–6 (2022).
94. Zhu, Z. Q., Liang D., Liu K., "Online Parameter Estimation for Permanent Magnet Synchronous Machines: An Overview", *IEEE Access*, 9: 59059-59084 (2021).

ÖZGEÇMİŞ

Uğur Ufuk KÖRPE 1997 yılında İstanbul’da doğdu. İlk ve ortaöğrenimini Karabük’te tamamladı. Vakıfbank Zübeyde Hanım Anadolu Lisesi’nden 2015 yılında mezun oldu. Aynı yıl Karabük Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği’nde lisans programına başlayıp, 2020 yılında mezun oldu. 2020 yılında Karabük Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. 2021 yılında Kırşehir Ahi Evran Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı ve halen aynı üniversitede çalışmaya devam etmektedir. Öngörülen yüksek lisans mezuniyet tarihi Haziran 2022’dir.