

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN PERİYOTLU PERİYODİK BELİRSİZLİKLERE
SAHİP DİNAMİK SİSTEMLERİN UYARLAMALI
KONTROLÜ

Fatih ADIGÜZEL

DOKTORA TEZİ
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Danışman
Doç. Dr. Türker TÜRKER

Aralık, 2021

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DEĞİŞKEN PERİYOTLU PERİYODİK BELİRSİZLİKLERE SAHİP
DİNAMİK SİSTEMLERİN UYARLAMALI KONTROLÜ**

Fatih ADIGÜZEL tarafından hazırlanan tez çalışması 22.12.2021 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Türker TÜRKER
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Türker TÜRKER, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Ali Fuat ERGENÇ, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Janset DAŞDEMİR, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Yaprak YALÇIN, Üye
İstanbul Teknik Üniversitesi

Danışmanım Doç. Dr. Türker TÜRKER sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Değişken Periyotlu Periyodik Belirsizliklere Sahip Dinamik Sistemlerin Uyarlamalı Kontrolü başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Fatih ADIGÜZEL

İmza

Bu alışma Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırmalar Kurumu (TÜBİTAK) tarafından Proje Numarası: 117E188 ile desteklenmiştir.

Bu alışma Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırmalar Kurumu (TÜBİTAK) tarafından verilen 2211 - Yurt İçi Doktora Burs Program ile desteklenmiştir.

Sevgili Aileme

TEŞEKKÜR

Bu tezin ortaya çıkmasında büyük desteği olan tez danışmanım, çok değerli öğretmenim/hocam Doç. Dr. Türker Türker'e çok teşekkür ederim.

Hayatım boyunca hep yanımda olan ve her zaman destek veren aileme sonsuz sevgilerimi ve saygılarımı sunarım. Ayrıca, bu tezin oluşumu sırasında göstermiş olduğu sabır ve anlayışından dolayı sevgili eşim Sümeyye ADIGÜZEL'e sonsuz teşekkür ederim. Son olarak, oğlum Asaf Selim ADIGÜZEL'e sevgilerimle.

Fatih ADIGÜZEL

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	xii
ŞEKİL LİSTESİ	xiii
TABLO LİSTESİ	xv
ÖZET	xvi
ABSTRACT	xviii
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	5
1.3 Orijinal Katkı	6
2 NOTASYON VE MATEMATİKSEL ÖNBİLGİ	8
2.1 Klasik Uyarlamalı ve Periyodik Uyarlamalı Kontrol	8
2.1.1 Klasik Uyarlamalı Kontrol	8
2.1.2 Periyodik Uyarlamalı Kontrol	9
3 DEĞİŞKEN PERİYOTLU DİNAMİK SİSTEMLER İÇİN PERİYODİK UYARLAMALI KONTROL	14
3.1 Giriş	14
3.2 Kontrol Yapısı ve Periyodik Uyarlama	16
3.3 Yakınsama Analizi	17
4 ÖRNEK SİSTEMLER	21
4.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor	22
4.1.1 Literatür Özeti	22
4.1.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Modeli	27
4.1.3 Kontrol Yapısı	29
4.1.4 Yakınsama Analizi	32

4.1.5	Benzetim Sonuçları	35
4.1.6	Sonuçlar	45
4.2	Fırçasız Doğru Akım Motoru	49
4.2.1	Literatür Özeti	49
4.2.2	Fırçasız Doğru Akım Motor Modeli	54
4.2.3	Kontrol Yapısı	59
4.2.4	Yakınsama Analizi	62
4.2.5	Benzetim Sonuçları	66
4.2.6	Sonuçlar	79
5	SONUÇ VE ÖNERİLER	80
	KAYNAKÇA	82
A	SERİ YAKINSAMASI VE İSPATI	89
B	YOUNG EŞİTSİZLİĞİ VE İSPATI	91
	TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	93

SİMGE LİSTESİ

A	Amper
i_a	A fazına Ait Akım
J	Atalet Momenti
V	Aday Lyapunov Fonksiyonu, Voltaj
v_a	A fazına Ait Gerilim
$\bar{\sigma}$	Anahtarlama İşareti
e	Akım Hata Vektörleri
ΔV_i	Aday Lyapunov Fonksiyonu Bileşenleri
i_o	a, b, ve c faz akımlarındaki dengesizlikleri temsil eden değişken
i_b	B fazına Ait Akım
N	Belirli Bir Periyot için Örnekleme Noktalarının Sayısı
v_b	B fazına Ait Gerilim
θ_1	Belirsiz Parametre 1
θ_2	Belirsiz Parametre 2
$\hat{\theta}_1$	Belirsiz Parametre 1 için Kestirim
$\hat{\theta}_2$	Belirsiz Parametre 2 için Kestirim
$\tilde{\theta}_1$	Belirsiz Parametre 1 için Kestirim Hatası
$\tilde{\theta}_2$	Belirsiz Parametre 2 için Kestirim Hatası
ξ	Bilinen Bir Fonksiyon
ς	Bilinen Bir Fonksiyon
T	Belirsiz Periyodik Parametre Periyot Değeri
$\hat{\theta}$	Belirsiz Parametre Uyarlama Değişkeni
θ	Belirsiz Parametre (Sabit veya Zamanla Değişen (Periyodik)), Rotor Açısı

$\hat{\phi}_d$	Belirsiz d -Akıların Kestirimi
$\hat{\phi}_q$	Belirsiz q -Akıların Kestirimi
$\tilde{\phi}_d$	Belirsiz d -Akıların Kestirimi Hatası
$\tilde{\phi}_q$	Belirsiz q -Akıların Kestirimi Hatası
ΔV	Bir Periyot Boyunca V 'in Farkı
i_c	C fazına Ait Akım
v_c	C fazına Ait Gerilim
d/d	Devir/Dakika
x	Durum Değişkeni
x_0	Durum Değişkeni Başlangıç Değeri
x_r	Durum Değişkenine Ait Refererans
Ω	Direnç Birimi
i_d	d - eksen Akımı
L_d	d - eksen Stator Endüktansı
R	d - eksen Stator Direnci
v_d	d - eksen Gerilimi
ϕ_d	d - eksen Akısı
θ_e	Elektriksel Aç
ω_e	Elektriksel Frekans
θ_e	Elektriksel Rotor Açısı
T_m	Elektromagnetik Moment
i_{x_d}	Faz Akımı Referans Değeri
R	Her Faz için Direnç
e	Hata sinyali
L	Her Faz için Endüktans
i_{qd}	İstenilen q - eksen Akımı
i_{dd}	İstenilen d - eksen Akımı
kHz	Kilo Herz
P	Kutup Çifti

P	Kutup Çifti Sayısı
q_i	Kontrolcü Kazanç
k_i	Kontrolcü Kazanç
Q	Kazanç Matrisi
Q_0	Kazanç Matrisi
κ	Kazanç Matrisi
V	Lyapunov-Krasovskii Fonksiyonu
μ	Mikro Saniye
mH	Mili Henry
T_m	Motor Üretilen Momenti
nsn	Nano Saniye
J	Moment Ataleti
i	Örnek Dizisi
Γ	Pozitif Tanımlı Matris
γ_i	Pozitif Kazanç
ϵ	Pozitif Sabit Değer
θ_b	Periyodik Belirsiz Sinyalin Maximum Değeri
f_{xy_M}	Periyodik Belirsiz Sinyalin Maximum Değeri
α	q ve q_0 Bağlı Pozitif Değer
i_q	q-eksen Akımı
L_q	q- eksen Stator Endüktansı
v_q	q- eksen Gerilimi
ϕ_q	q- eksen Akısı
ω	Rotor Açısai Hız
ω_r	Rotor Frekansı
sn	Saniye
e_a	Statorda İndüklenen Zıt-EMK Faz A
e_b	Statorda İndüklenen Zıt-EMK Faz B
e_c	Statorda İndüklenen Zıt-EMK Faz C

i_x	Sembolik Faz Akımı
k	Sabit Pozitif Kazanç
u	Sistem Kontrol Sinyali
v_x	Sembolik Faz Gerilimi
B	Sürtünme Katsayısı
ϕ	Uyarlama Hatası
q	Uyarlama Kazanç Parametresi
q_0	Uyarlama Kazanç Parametresi
T_e	Üretilen Elektriksel Moment
x_d	Vektörel İstenilen dq - eksen Akımları
ϕ	Vektörel Belirsiz Akılar
$\hat{\phi}$	Vektörel Belirsiz qq -Akıların Kestirim Hatası
$\tilde{\phi}$	Vektörel Belirsiz dq -Akıların Kestirimi Hatası
x	Vektörel dq -eksen Akımları
v	Vektörel dq -eksen Gerilimleri
v_o	v_a, v_b , ve v_c faz gerilimlerinin dengesizliklerini temsil eden değişken
T_l	Yük Momenti
τ	Yardımcı İntegratör Değişkeni
T_L	Yük Momenti
e_{xy}	Zıt-EMK işaretinin Ortalaması
$\hat{e}_{xy}$	Zıt-EMK Belirsiz Parametre Uyarlama Değişkeni
$\tilde{e}_{xy}$	Zıt-EMK Belirsiz Parametre Uyarlama Hatası
f_a	Zıt-EMK İşaretinin Normalize Edilmiş Fonksiyon Faz A
f_b	Zıt-EMK İşaretinin Normalize Edilmiş Fonksiyon Faz B
f_c	Zıt-EMK İşaretinin Normalize Edilmiş Fonksiyon Faz C
k_e	Zıt-EMK Katsayısı
t	Zaman

KISALTMA LİSTESİ

DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
d/d	Devir Bölü Dakika
EMK	Elektro Motor Kuvvet
FDAM	Fırçasız Doğru Akım Motoru
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
SVM	Space Vector Modulation
RMS	Root Mean Square
ZOH	Zero-order Hold

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 4.1	SMSM kontrol yapısı	31
Şekil 4.2	$i_{qd} = 10A$, önerilen kontrolcü için akımların ve kontrol girişlerinin değişimi.	38
Şekil 4.3	$i_{qd} = 10A$, önerilen kontrolcüde uyarlanmış parametrenin değişimi. . .	39
Şekil 4.4	$i_{qd} = 30A$, önerilen kontrolcü için akımların ve kontrol girişlerinin değişimi.	41
Şekil 4.5	$i_{qd} = 30A$, önerilen kontrolcüde uyarlanmış parametrenin değişimi. . .	42
Şekil 4.6	$i_{qd} = 30A$, uyarlama R, L durumu.	43
Şekil 4.7	Uyarlama periyotları boyunca RMS değerlerinin değişimi.	44
Şekil 4.8	Bozucu ile önerilen kontrolcü için akımları ve kontrol girişleri.	46
Şekil 4.9	Bozucu altında önerilen kontrolcüde uyarlanmış parametre değişimi. . .	47
Şekil 4.10	Bozucu altında uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.	48
Şekil 4.11	Kare işaret akımıyla tahrik edilen FDAM'ın akımları ve moment dalga formu. (a) İdeal zıt-EMK. (b) İdeal olmayan zıt-EMK.(X. Chen, G. Liu 2019).	50
Şekil 4.12	Üç farklı zıt-EMK dalga formu: (a) Yamuk dalga, (b) Yarı yamuk dalga, (c) Sinüs dalgasına yakın (T. Shi et al. 2017).	52
Şekil 4.13	Eşdeğer FDAM Sürücüsü.	55
Şekil 4.14	Zıt-EMK sinyallerinin değişimi(kalın) ve istenilen faz akımları(kesikli). . .	55
Şekil 4.15	Komütasyon dizisi: (a) Komütasyondan önce, (b) İki anahtar ve bir diyotla komütasyon, (c) Komütasyondan sonra (Lad, Chudamani 2018).	57
Şekil 4.16	Zıt-EMK sinyallerinin değişimi: $f_a(\theta_e)$, $f_b(\theta_e)$ ve $f_c(\theta_e)$	67
Şekil 4.17	Benzetim 1: çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.	69
Şekil 4.18	Benzetim 1: uyarlanmış parametrelerin değişimi.	69
Şekil 4.19	Benzetim 2: çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.	70
Şekil 4.20	Benzetim 2: uyarlanmış parametrelerin değişimi.	70
Şekil 4.21	Çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.	72

Şekil 4.22 Benzetim 1 ve 3 durumları uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.	73
Şekil 4.23 Benzetim 2 ve 4 durumları uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.	74
Şekil 4.24 Çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.	76
Şekil 4.25 Uyarlanmış parametrelerin değişimi.	77
Şekil 4.26 Benzetim 5 ve 6 durumları uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.	78

TABLO LİSTESİ

Tablo 4.1	SMSM sürücüsü parametreleri.	36
------------------	--------------------------------------	----

Değişken Periyotlu Periyodik Belirsizliklere Sahip Dinamik Sistemlerin Uyarlamalı Kontrolü

Fatih ADIGÜZEL

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Doç. Dr. Türker TÜRKER

Genellikle sabit ve doğrusal parametrelerle ifade edilmiş belirsiz parametrelere sahip dinamik sistemlere uygulanan doğrudan uyarlamalı kontrol felsefesi, sıralı ve noktasal bir güncelleme mekanizmasına dayanmaktadır. Bununla birlikte, belirsiz sinyal bilinen bir periyot ile periyodik olsa bile, dinamik sistemde zamanla değişen bilinmeyen sinyallerin varlığında standart doğrudan uyarlamalı kontrol yöntemi uygulanamamaktadır. Bilinmeyen periyodik sinyaller Fourier serisine genişletilebilmektedir ve bilinen periyodikliğe sahip belirsiz bir sinyal sonsuz sayıda entegratör operatörü tarafından uyarlanabilmektedir. Bu yaklaşım pratikte uygun olmadığından, sürekli-zamanlı sistemler için her bir periyot boyunca periyodik belirsiz sinyaller için fark tipi noktasal entegrasyona dayalı periyodik uyarlamalı kontrol yapısı literatürde tanıtılmaktadır. Ancak, bu çalışmalarda incelenen doğrusal olmayan dinamik sistemlerdeki belirsiz periyodik sinyallerin frekansları değişken değildir. Öte yandan, fırçasız doğru akım motorları (FDAM) ve sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) gibi birçok dinamik sistemde bilinmeyen periyodik dalga biçimlerinin zaman alanında frekansı değişkendir. Bu tez çalışmasında, bahsedilen bu sorunları çözmek için, zaman değişkeni dönüştürülerek periyodik belirsiz dinamik sistem yeniden formüle edilmektedir, ardından bilinmeyen periyodik sinyallerin anlık tahmin değerlerini kullanan periyodik uyarlamalı kontrolör geliştirilmektedir. Öte yandan, önerilen kontrol yapısını elde etmek için gerekli olan tek ön bilgi, dönele dinamik sistemlerin periyodiklik değeridir.

Bu çalışmada, yukarıdaki motivasyonlardan hareketle, bir sınıf değişken frekanslı periyodik doğrusal olmayan dinamik sistem için modifiye edilmiş periyodik uyarlamalı

kontrol önerilmektedir. Burada, söz konusu değişken frekansın dinamik sistemin durumuna bağlı olarak sabit bir değer aldığına dikkat etmek önemlidir. Birinci ve ikinci bölümde genel literatür taraması, matematiksel notasyon ve altyapı tanıtıldıktan sonra, önerilen kontrolcü yapısının matematiksel olarak elde edilmesi ve yakınsama analizi üçüncü bölümde verilmektedir. Sonraki iki bölümde, değişken frekanslı uygulamalarda önerilen kontrolcünün performansını ve etkinliğini doğrulamak amacıyla, periyodik olarak değişen belirsiz sinyallere sahip iki temel sistem ele alınmaktadır. Tez, önerilen periyodik kontrolcü yapılarının iki ana örnek üzerinden analiz ve sentezleri ile devam etmektedir. Son olarak, her bir örnek durum için önerilen kontrolcü inşasının parametre değişimine karşı etkinliğini ve başarısını göstermek için pratik uygulamadaki tüm konuları dikkate alan ayrıntılı benzetim çalışmaları başarıyla gerçekleştirilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Periyodik uyarlamalı kontrol, dinamik sistemlerde periyodik belirsizlikler, sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM), fırçasız doğru akım motoru (FDAM)

Adaptive Control of Dynamic Systems Having Periodic Uncertainties with Variable Period

Fatih ADIGÜZEL

Department of Control and Automation Engineering

Doctor of Philosophy Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Türker Türker

The philosophy of direct adaptive control which is generally implemented in dynamical systems having constant and linearly parametrized uncertain parameters is based on a sequential and point-wise update mechanism. However, the standard direct adaptive control method cannot be applied in the presence of time-varying unknown signals in the system even if the uncertain signal is periodic with a known period. The unknown periodic signals are expanded to the Fourier series, the uncertain signal with known periodicity can be adapted by infinite numbers of integrator operators. Since this approximation is not convenient in practice, the periodic adaptive control structure based on the difference type pointwise integration for periodic uncertain signals through each period is introduced for continuous-time systems in literature. However, the frequency of the uncertain periodic signals in the nonlinear dynamical systems is not variable. On the other hand, the frequency in the time-domain of unknown periodic waveforms is variable in many dynamical systems such as brushless direct current motors (BLDC) and permanent magnet synchronous motors (PMSM). In this thesis study, to address these mentioned problems, the uncertain dynamic system is reformulated by transforming the time variable, then the periodic adaptive controller employing the instantaneous estimation values of the unknown periodic signals is developed. On the other hand, the only prior knowledge required to achieve the proposed control structure is the periodicity value of rotational dynamical systems.

In this study, in view of the fact that the motivations above, the modified periodic adaptive control for a class of the periodic nonlinear dynamic system with variable frequency is proposed. Here, it is essential to note that the mentioned variable

frequency gets a constant value depending on one state of the dynamic system. The mathematical construction of the proposed controller structure and the convergence analysis are given in the third section after introducing the general literature review, general notation and mathematical background in the first and second sections. Then in the next two sections, in order to verify the performance and the effectiveness of the proposed controller in variable speed applications, two essential systems which are of periodically uncertain signals are considered. The thesis goes on with the analysis and synthesis of the proposed periodic controller structures through two main examples. Finally, detailed simulations taking into account all the issues in the practical application have been successfully carried out to demonstrate the effectiveness and success versus the parameter changing of the proposed controller construction for each example case.

Keywords: Periodic adaptive control, periodic uncertainties in dynamic systems, permanent magnet synchronous motors (PMSM), brushless direct current motors (BLDC)

1.1 Literatür Özeti

Günden güne ilerleyen teknolojik gelişmeler ile dinamik sistemlerin hayatımızdaki yeri artmaktadır. Dinamik sistemler robotik ve otomasyon, araç teknolojileri, hava ve deniz sistemleri, savunma sanayi gibi birçok alanda karşımıza çıkmaktadır. Bahsedilen sistemlerin sayısız alandaki varlığı bu sistemlerin kontrolünün ve performansının üzerine çalışmaların artmasına sebep olmaktadır.

Dinamik sistemlerin kontrolü ve performansı üzerine yapılan çalışmalarda en çok ilgi çeken konulardan biri sistemin kontrolünde kullanılan sistem parametre değerlerinin belirsiz olması üzerinedir. Bu belirsizliğin varlığı sistemin performansını doğrudan etkilemektedir. Bununla beraber, sistem dinamiği biliniyor ancak dinamikteki doğrusal parametrelerle ifade edilmiş sistem parametreleri bilinmiyorsa, farklı bir ifadeyle parametrik belirsizliklere rağmen sistem doğrusal parametrelerle ifade özelliği sağlanıyorsa, kapalı çevrim sistemde asimptotik yakınsama gerçekleştirilebilmektedir (Boyd, Sastry 1989). Uyarlamalı kontrol yaklaşımları bu belirsizliklerin istenmeyen etkilerinin ortadan kaldırılması veya en aza indirilmesi amacı ile sistem performansının istenilen seviyelere çıkartmaktadır (Narendra, A. Annaswamy 1989; Boyd, Sastry 1989; Kokotović 1991; Ioannou, J. Sun 2012; Gang Feng, Lozano 1999). Diğer taraftan sistemdeki belirsiz parametrelerin sınırlı olduğu biliniyorsa dayanıklı kontrol yöntemleri de sistem performansını iyileştirebilmektedir, ancak dayanıklı kontrol yöntemleri, genellikle uyarlamalı kontrol yapılarına göre daha tutucu kontrol yöntemleri olarak karşımıza çıkmaktadır (Freeman, Kokotovic 2008; Z. Qu 1998). Bu noktada, dinamik sistemlerin ileri seviyeli kontrolünde uyarlamalı kontrol yaklaşımları oldukça önemli bir yere sahiptir.

Dinamik sistemde görülen parametrelerin karakteristik özellikleri uyarlamalı kontrol yöntemlerinin inşasını doğrudan etkilemektedir. Dinamik sistem parametreleri zamanla değişmeyen, zamanla değişen veya sistem durumlarına bağlı olarak değişen bir yapıda olabilmektedir (Xu 2004; Ahn, Y. Chen 2007). Dinamik sistem

parametrelerinin farklı karakteristik yapılarına göre parametre uyarlama kuralı inşası da farklılıklar göstermektedir. Bahsedilen farklı parametre karakteristikleri içerisinde üzerine oldukça fazla ilgilenilen zamanla değişmeyen parametre yapısı olmuştur. Bunun aksine, zamanla değişen veya sistem durumlarına bağlı olarak değişen yapıda olan bir dinamik sistemdeki parametre belirsizliklerinin uyarlama yapıları ile üstesinden gelmek, sabit parametrelili dinamik sistem için tasarlanan uyarlama kurallarına göre daha karmaşık bir yapıya sahiptir. Yavaş zamanla değişen parametrik belirsizliklere sahip dinamik sistemler için birçok uyarlamalı kontrol mekanizması literatürde sunulmaktadır (Middleton, Goodwin 1988; Anuradha M Annaswamy, Narendra 1989; Giri et al. 1990). Ancak, hızlı zamanla değişen belirsiz parametrelerin varlığında sistem çıkış performansı kötüye gitmektedir ve hatta sistem kararlılığı tehlikeye atılabilmektedir. Bunun yanında, bilinen bir kompakt kümede keyfi olarak hızlı zamanla değişen parametreler için uyarlama yapısı verilmektedir (Tsakalis, Ioannou 1993), ve asimptotik olarak sabitlere yakınsayan, hızlı zamanla değişen parametreler varlığında uyarlama yapısı literatürde bildirilmektedir (Marino, Tomei 2003). Bahsedilen çalışmalarda geliştirilen uyarlamalı kontrol algoritmaları, zamanla değişen bilinmeyen parametrelerden kaynaklanan problemleri keyfi olarak hızlanan ve bitmeyen varyasyonlarla çözememektedir (Marino, Tomei 2003; Xu 2004). Bunun yanında, her ne kadar dinamik sistemlerin birçoğunda zamanla değişen veya sistem durumları ile değişen parametre yapıları alttan ve üstten sınırlılık özelliği ile zamanla değişmeyen varsayımı altında incelenirse de bu düşünce, sistemin tam olarak doğal yapısına uygun bir uyarlamalı yaklaşım getirmemektedir (Marino, Tomei 1993; Zhou, Khargonekar 1988; Shuzhi Sam Ge, Jing Wang 2003).

Sistem belirsizlikleri üzerine temel literatür bilgisi yukarıda verilmektedir. Ancak literatürde özellikle zamanla değişen periyodik belirsiz sinyaller için daha birçok çalışma mevcuttur. Uyarlamalı yapılar göz önünde bulundurulduğunda, sabit belirsiz parametreler varlığında sistem çevrim içi kestirimlerle temel anlamda sistem kararlılığı, sürekli/kalıcı uyarma (Persistent Excitation) şartı altında sağlanmaktadır. Bunun yanı sıra, zamanla değişen parametreler varlığında ve kesin geri besleme formunda dinamik sistemler için kontrol kazançlarını zamanla değişen olarak düşünülmektedir ancak küresel tek tip nihai sınırlılık (global uniform ultimate boundedness) kararlılığı elde edilmektedir (Shuzhi Sam Ge, Jing Wang 2003). Ayrıca, uyarlamalı kontrol yapısına kestirici eklenmesi ile benzer bir sistem sınıfı için yarı küresel tek tip nihai sınırlılık (semiglobal uniform ultimate boundedness) kararlılığı gösterilmektedir (Z. Qu 2003). Zamanla değişen sinyalin periyodik olduğu düşünülerek, integral Lyapunov fonksiyonu yardımıyla tekrarlamalı bir kontrol yapısı asimptotik yakınsayan kararlılık ile sunulmaktadır (Mingxuan Sun, S. Ge 2004). Ancak bu kontrol yapıları farklı birçok varsayım ve şart altında gerçekleştirilmektedir

(belirsiz parametrelerin sınırlılığı, doğrusal/doğrusal olmayan parametrelerle ifade edilmiş olup olmaması, kalıcı uyarma vb.). Bunun devamında periyodik çalışan sistemler için periyodik izleme hatasını azaltan yinelemeli/tekrarlamalı öğrenme tabanlı birçok kontrolcü yapısı literatürde önerilmektedir (Hyo-Sung Ahn, Y. Chen, Moore 2007; Bristow, Tharayil, Alleyne 2006; Longman 2000). Ancak bu bahsedilen kontrol yapılarında ve dinamik sistemde zamanla değişen sinyalin periyodik olduğu düşünülen çalışmalarda değişken frekans durumu incelenmemektedir. Değişken frekans durumu, hem sistem parametre kestirim hatasının hem de sistem durum hatalarının asimptotik kararlılığı için oldukça zor bir problemdir. Bir diğer önemli nokta ise, bu tez kapsamında olmayan, dinamik sistemde parametrelerin/sinyallerin sınırlı zamanla değişen olması ama periyodik olmaması durumunda uyarlamalı yöntemlerin, bir sınıf doğrusal olmayan dinamik sistem için gerçekleştirilmesidir (Patil et al. 2020; K. Chen, Astolfi 2020). Ayrıca, bu paragraf boyunca özetlenen, doğrusal olmayan sistemlerde zamanla değişen belirsizliklerin ve bunların getirdiği problemlerin üzerine gerçekleştirilmiş bir araştırma çalışması sunulmaktadır (K. Chen, Astolfi 2022).

Dinamik sistemlerdeki zamanla değişen veya sistem durumlarına bağlı olarak değişen parametreler genellikle bilinen bir periyodikliğe sahiptirler. Periyodik değişimler birçok gerçek sistemde (manyetik disk veya CD sürücüler, güç elektroniği cihazları, ayarlanabilir servo sistemleri, sinüs dalgalı evirici (invertör) vb.) farklı şekillerde sistem dinamiğine etki ettiği bilinmektedir. Birçok endüstriyel uygulamada da, kontrol sistemi periyodik referansı izlediğinde periyodik belirsizlikler meydana gelmektedir. Bahsedilen belirsiz sinyaller, sistem dinamik modelinde eşleşmiş (parametrik belirsizlik) (Pagilla, Yu, Pau 2000; Xu, Sanjib Kumar Panda, et al. 2004) veya sistem modelinde eşleşmemiş (dış bozucu belirsizliği) (Carrasco et al. 2000; Z. Zhang, Xie, Shuzhi Sam Ge 2019; Ahn, Y. Chen 2007; Ahn, Y. Chen 2010; Xu, R. Yan 2006) olabilmektedir. Periyodikliğin bilinmesi, parametre uyarlama yapısının elde edilmesinde bir çıkış yoludur. Zamanla değişmeyen belirsiz parametre için gerçekleştirilen uyarlama yapıları göz önünde bulundurularak bilinen periyodikliğe sahip belirsiz periyodik değişen sinyaller için her bir periyot boyunca fark tipi noktasal entegrasyona dayalı uyarlama kuralı inşası literatürde gerçekleştirilmiştir (Xu 2004). Periyodik güncellemeye sahip uyarlamalı kontrol yapısı, noktasal bütünleyici bir mekanizma aracılığıyla oluşturulmaktadır. Bu yapı ile gerçekleştirilen kontrolcü inşası periyodik uyarlanmalı kontrol olarak adlandırılmaktadır. Ayrıca, yine periyodu bilinen zamanla değişen belirsiz sinyaller içeren ayrık zamanlı dinamik sistemler için de ayrık zamanlı periyodik uyarlamalı kontrol önerilmektedir (Abidi, Xu 2008). Bir sınıf dinamik sistemde periyodik belirsizliklerden kaynaklanan problemleri çözmek için periyodik uyarlamalı kontrol, periyot zamanı tam olarak biliniyorsa, asimptotik

yakınsama ile sistem kararlılığı elde edilmektedir. Periyodun değiştiği ve doğrudan bir yardımcı sinyal tarafından ölçülemediği durumlar için, bu yöntemin gerek koşulu sağlanamamaktadır. Bu yöntem daha sonra dönel makinelerdeki periyodik parametrik belirsizlikleri ele almak için genişletilmiştir (Xu, Huang 2008; Abidi 2014). Ancak, bu yöntemlerin uygulanabilmesi için, dinamik modelin yapısı nedeniyle belirsiz periyodik parametrelerin yapısı hakkında bir ön bilgi gerekmektedir.

Periyodik uyarlamalı kontrol üzerine bahsedilen çalışmalardan esinlenerek, (Y. Fang et al. 2005) çalışmasında yazarlar, doğrusal olmayan parametrelerle ifade edilmiş bir dinamik sistemde sabit bir frekans değerine sahip belirsiz periyodik değişen parametrenin/sinyalin uyarlama yapısı için belirsiz parametrenin/sinyalin sınır değerlerini doğrudan hesaba katmışlardır ve sabit frekans değerini de (Mojiri, Bakhshai 2004) çalışmasından yararlanarak kestirmişlerdir. Ayrıca, belirsiz zamanla değişen sinyalin sabit olan kazancı da ayrı olarak belirsiz sabit olarak düşünülmektedir. Bu tez özelinde düşünüldüğünde, bu sabit kazanç periyodik uyarlama ile doğrudan periyodik kestirilen sinyalin içinde düşünülmektedir. Ayrıca, değişken frekans problemi bu tür bir kontrolcü ve uyarlama yapısı ile çözülememektedir. Bahsedilen çalışmalarda olduğu gibi birinci dereceden bir doğrusal olmayan dinamik sistemde hem zamanla değişen parametre/sinyal hem de belirsiz bir zaman gecikmesi periyodik (değişmeyen ve bilinen bir periyodiklik ile) olarak ele alınmaktadır (W. Chen, Z. Zhang 2011). Bir başka çalışmada, periyodik ve periyodik olmayan bozucuları dikkate alan tekrarlamalı öğrenen kontrol yapısı daha önceki çalışmalara benzer Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli ile çözümün varlığı ve öğrenme yakınsaması ispatlanmaktadır (Xu, R. Yan 2006). Bir diğerinde, bahsedilen çalışmalardan farklı olarak periyodik belirsiz sinyal dış bozucu (bilindiği varsayılan periyodiklik değeri ile) olarak düşünülmektedir (P. Chen et al. 2011). (Zhu, MX Sun 2020) çalışmasındaki yazarlar ise periyodik bozucuların yanında periyodik olmayan bozucuları da benzer bir uyarlama kuralı içeren tekrarlamalı bir dayanıklı kontrolcü ile periyodik zamanla değişen doğrusal olmayan dinamik sistemler için sunmaktadır. Ayrıca, 2011 yılına kadar gerçekleştirilmiş olan doğrusal olmayan sistemler için yinelemeli öğrenmeli kontrol üzerine gerçekleştirilmiş bir araştırma makalesinde periyodik değişen parametrelerin/sinyallerin Fourier serilerinin açılımı ile gösterildiğini ve bu yaklaşıklık üzerine yapılmış olan literatür çalışmalarını sunmaktadır (Xu 2011). Yine aynı yaklaşıklık kullanılarak, kesin geri beslemeli doğrusal olmayan sistemler için uyarlamalı yinelemeli öğrenen kontrol yöntemi geri adımlamalı teknik ile birleştirilerek kapalı çevrimdeki tüm hata sinyallerinin önceden tanımlanmış bir aralıkta sınırlı kaldığı ve ayrıca sistem çıkışının düzgün olmayan yörünge takibi asimptotik yakınsayan kararlılığı gösterilmektedir (C.-L. Zhang, J.-M. Li 2014). Aynı yazarlar daha sonraki yılda, yaptıkları çalışmayı ilerleterek bilinmeyen kontrol

yönelim problemlerine Nussbaum fonksiyon ile çözüm getirmektedirler (C.-L. Zhang, J.-M. Li 2015). (Chi, Z. Hou, S. Jin 2014) çalışmasındaki yazarlar ise tekrarlamalı kontrolden esinlenerek, doğrusal olmayan bir veri ağırlıklandırma kullanarak bir periyodik özyinelemeli en küçük kareler algoritması geliştirmektedirler.

Dinamik sistemlerin kontrolü içerisinde yer alan motor, yapısı gereği birçok kontrol yaklaşımının uygulanmasına açıktır. Genellikle bu yöntemler periyodik izleme hatasını azaltmak için yinelemeli/tekrarlamalı öğrenme tabanlı kontrol yöntemleridir (Hyo-Sung Ahn, Y. Chen, Moore 2007; Bristow, Tharayil, Alleyne 2006; Longman 2000). Belirtilen yöntemlere alternatif olarak periyodik uyarlamalı kontrol yapısı öne sürülebilmektedir. Özelleşmiş olarak, bu dinamik sistemlerden olan sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) veya fırçasız doğru akım motoru (FDAM) (anahtarlama göz önünde bulundurularak) için uygulanacak olan periyodik uyarlamalı kontrol yapısı, bu sistemler kendi dinamiğinde zamanla değişen periyodik parametre içerdiği için uygundur. Bu yaklaşımın temel amacı, bahsedilen motor çeşitlerinde var olan periyodu bilinen zamanla değişen belirsiz parametrenin kestirilmesi ve doğrudan kontrol sinyalinde kullanılmasıdır. Ayrıca, sistem çıkışı üzerinden tanımlanan hata dinamiğinin asimptotik kararlılığını bu yöntem garanti etmektir. Ancak, değişken frekans durumunda, yani istenilen hız değerine kadar sistem hızlandığında veya istenilen hız değeri periyodik bir sinyal olduğunda, kestirilecek belirsiz periyodik parametrenin bilinen periyodu da değişmektedir. Bu durumda değişken periyotlu periyodik belirsiz parametrelili dinamik bir sistem karşımıza çıkmaktadır. Bunun yanında, motor dinamik sistemleri değişken frekans yapısında olduğunda sistem belirsizliklerinin kestirimi ve sistem kontrolü için değişken periyotlu periyodik uyarlamalı kontrol yapısına da ihtiyaç duyulacaktır. Bahsedilen, bu tez çalışmasında incelenecek olan, kontrol algoritmaları literatürde motor kontrol sistemleri için gerçekleştirilmiş çalışmalar değildir. Ayrıca, SMSM ve FDAM dinamik sistemleri için literatürde gerçekleştirilmiş olan ve ayrıca periyodik yapıları dikkate alan çalışmalara bu tezin alt başlıklarında detaylı olarak yer verilmektedir.

1.2 Tezin Amacı

Bu tezin amacı, hem zamanla değişmeyen parametre hem de zamanla değişken periyoda sahip zamanla değişen belirsiz sinyaller içeren bir sınıf doğrusal olmayan sürekli zamanlı dinamik sistem için periyodik uyarlama tabanlı bir doğrusal olmayan uyarlamalı kontrolcü geliştirmektir. Bu önerilen kontrol yapısı ile periyodik belirsizliklere sahip kapalı çevrim sistemin denge noktasının asimptotik kararlılığını ispatlamak tezin amacına ulaşmasında en önemli noktadır. Ayrıca başarılı benzetim çalışmaları ile bahsedilen kontrolcünün performansının gösterilmesi gerekmektedir.

Bu tezin alt başlıklarında aynı amaca yönelik olarak, bahsedilen dinamik sınıf kategorisinde yer alan SMSM ve FDAM için değişken hız durumunda referans takibi problemlerinde hibrit uyarılama kuralları ile kontrol yapısını elde etmek, uyarılama kuralları altında sistem kararlılığının ve hatanın sifıra yakınsadığının varlığını göstermek amaçlanmaktadır. FDAM için sistemin anahtarlandığını ve bundan dolayı bahsedilen hedefe ek olarak anahtarlamalı yapı göz önünde bulundurularak periyodik uyarılama yapısı elde edilmektedir. Ayrıca, dinamik sistemler için yukarıda bahsedilen değişken periyottan kaynaklanan problemlere uyarlamalı bir yaklaşım ile çözüm bulmak hedeflenmektedir.

1.3 Orijinal Katkı

Bu tez çalışması, dönel harekete sahip bir sınıf doğrusal olmayan dinamik sistem için, zaman alanında değişken periyotlu periyodik değişen parametrelerden/sinyallerden kaynaklanan istenmeyen etkileri dinamik sistemden uzaklaştırmak için periyodik uyarlamalı bir kontrol yapısı önermektedir. Bu yapı, bağımsız değişken olarak sistemin doğal yapısındaki periyodik değişkeni dikkate almaktadır, ayrıca kontrol yapısı ve kararlılık analizleri buna göre verilmektedir. Bunun yanında, alt başlıklarda sunulan örnek sistemler temelinde tezin katkıları ve literatürdeki mevcut çalışma sonuçlarından farklılıkları şu şekilde özetlenebilir:

- SMSM ve FDAM gibi motor tiplerinin üretim sürecinden kaynaklanan belirsizlikler dinamik modelde var olan zıt-EMK sinyal işaretleri üzerinde doğrudan etkili olmaktadır. Diğer taraftan, bahsedilen zamanla değişen sinyallerin yapısal özelliklerinin tam olarak bilinmesi mümkün değildir ve aslında bu özellikler bir motordan diğerine değişmektedir. Bahsedilen problemi aşmak için, kontrol tasarım aşamalarında zıt-EMK sinyallerinin formu tamamen belirsiz olarak kabul edilmiştir ve bu sinyaller hakkında tek bilgi rotorun açısal konumuna göre periyodiklikleridir.
- Kontrolcü yapısı, bağımsız değişken (zaman değişkeninden farklı) olarak rotor açısı kullanılarak yeniden formüle edilmektedir. Sonrasında, sürücü sisteminin dinamik modelindeki tüm durum denklemleri buna göre diferansiyel yapısı tekrar inşa edilmektedir. Bunu sağlamak için zaman değişkeninin dönüşümünden yararlanılmaktadır ve sonrasında sistem yakınsama analizleri gerçekleştirilmektedir. Kontrolcü yapısı, doğrusal parametrelili sabit belirsizlikler veya doğrusal olmayan parametrelili periyodik belirsiz sinyaller içeren, FDAM'da sistemin doğası gereği anahtarlandığı göz önünde bulundurularak, dinamik sistemlerin kontrolünde kullanılan klasik doğrudan uyarlamalı kontrol ile

periyodik uyarlama felsefesi birleştirerek oluşturulmaktadır.

- FDAM özelinde, mevcut çalışmaların dışında, ideal olmayan zıt-EMK sinyallerinin neden olduğu moment dalgalanmaları ve komütasyon dalgalanması sadece bir uyarlamalı kontrol ile ele alınmaktadır. Diğer bir deyişle, önerilen kontrol yapısı, hem iletim hem de komütasyon periyotları sırasında çıkış momenti üzerindeki dalgalanmaları indirgeyebilmektedir.
- Sürekli zamanda tasarlanan uyarlamalı kontrol yapısının verilmesinden sonra SMSM/FDAM sürücülerinin uyarlamalı kontrolünde pratik konular kapsamlı bir şekilde incelenmektedir. Bunun yanında, geliştirilmiş periyodik uyarlamaya sahip uyarlamalı kontrol yapısı, SMSM/FDAM sürücülerinin tüm ayrıntılarını ve özelliklerini içeren sayısal benzetimler yoluyla kapsamlı bir şekilde test edilmektedir. Bu şekilde, önerilen kontrol yapısı, benzetimler yoluyla klasik doğrudan uyarlamalı kontrol ile karşılaştırılmaktadır ve önerilen kontrolcnn performansı sunulmaktadır. Bunlara ek olarak bozucuların varlığında (SMSM için), belirsiz periyodik değişen parametrelerin/sinyallerin yakınsama hızı ve komütasyon anahtarlamaşı analizleri (FDAM için) dikkate alınarak önerilen uyarlamalı kontrol yapısı başarıyla test edilmektedir.

2 NOTASYON VE MATEMATİKSEL ÖNBİLGİ

2.1 Klasik Uyarlamalı ve Periyodik Uyarlamalı Kontrol

Bu alt başlıkta ilk olarak klasik Lyapunov tabanlı uyarlamalı kontrolcü, sabit belirsizliğe sahip doğrusal olmayan birinci dereceden bir dinamik sistem için sunulmaktadır. Sonrasında, aynı dinamik sistemde belirsiz parametre, periyodik bilinen zamanla değişen belirsiz parametre olması durumunda incelenmektedir. Böylece, bu tez çalışmasının devamında kullanılan matematiksel alt yapı ve notasyon bilgisi okuyuculara bu alt bölümde sunulmaktadır.

2.1.1 Klasik Uyarlamalı Kontrol

Bu alt başlıkta bir sınıf doğrusal olmayan dinamik sistem için giriş seviyesinde uyarlamalı kontrol yapısı sunulmaktadır. Detaylı araştırmalar için literatürde birçok çalışma mevcuttur (Krstic, Kokotovic, Kanellakopoulos 1995). Klasik uyarlamalı kontrol yapısına giriş olarak, bilinmeyen parametrelili birinci dereceden, uygun sistem boyutlu skaler bir dinamik sistem, $x(t)$ durum değişkenini, $\theta(t)$ bilinmeyen bir parametreyi, $\xi(t)$ bilinen sınırlı ve sürekli bir fonksiyonu, $u(t)$ ise kontrol sinyalini göstermek üzere,

$$\dot{x}(t) = \theta(t)\xi(x(t)) + u(t), \quad x(0) = x_0 \quad (2.1)$$

biçiminde ele alınsın.

İlk olarak θ 'nın bilinmeyen sabit bir parametre olduğu varsayılınsın. Uyarlamalı kontrolcü tasarımının ilk adımı olarak hata sinyali

$$e(t) = x_r(t) - x(t) \quad (2.2)$$

şeklinde tanımlansın ve burada x_r zamana bağlı olarak değişen istenilen yörüngeyi göstermektedir. $\hat{\theta}(t)$, θ belirsiz terim için kullanılan kestirim sinyalini göstermek

üzere, zamanla değişmeyen belirsiz parametre için uyarlama hatası

$$\phi(t) = \theta - \hat{\theta}(t) \quad (2.3)$$

biçiminde tanımlansın. Uyarlamalı kontrol yapısını inşa etmek için, aday Lyapunov fonksiyonu

$$V(e, \phi) = \frac{1}{2}e^2(t) + \frac{1}{2}\phi^2(t) \quad (2.4)$$

şeklinde seçilsin. Klasik Lyapunov tabanlı kontrol kuralı ve uyarlama kuralı

$$u = ke + \dot{x}_r - \hat{\theta}\xi \quad (2.5)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = -\xi e \quad (2.6)$$

biçiminde verilebilmektedir. Böylece (2.4)'ün türevi

$$\dot{V} = -ke^2 \leq 0 \quad (2.7)$$

olarak elde edilmektedir. Bu durumda V sınırlı olduğu için x ve $\hat{\theta}$ sinyalleri de sınırlıdır. Ayrıca, Barbalat Lemma (Yoshizawa 1966) ile $t \rightarrow \infty$ giderken $e(t) \rightarrow 0$ gitmektedir.

Bilinmeyen parametrenin sabit varsayılması durumunda ($\theta(t) = \theta$) yukarıdaki verilen uyarlamalı kontrol yapısı inşa edilebilmektedir ve kararlılık analizi yapılabilmektedir. Ancak, belirsizlik periyodik sinyal olduğunda kontrol sinyali (2.5) ve uyarlama kuralı (2.6) doğrudan dinamik sistem (2.1)'i asimptotik kararlı kılmamaktadır.

2.1.2 Periyodik Uyarlamalı Kontrol

Bu alt başlıkta, belirsiz parametrenin/sinyalin bilinen bir periyot (T) ile periyodik olarak değiştiği ($\theta(t-T) = \theta(t)$) varsayılın. Bu durumda bir önceki alt başlıkta elde edilen uyarlamalı kontrol sinyali sistemdeki belirsizliğin üstesinden gelmek için yeterli olmayacaktır. Yani, seçilen aday Lyapunov fonksiyonunun (V) türevi

$$\dot{V} = e(\dot{x}_r - \theta\xi - u) - \phi\dot{\hat{\theta}} + \phi\hat{\theta} \quad (2.8)$$

şeklinde yazılmaktadır. Kontrol işareti (2.5) ve uyarlama kuralı (2.6), (2.8)'de yerine konulursa,

$$\dot{V} = -ke^2 + \phi\dot{\hat{\theta}}(t) \quad (2.9)$$

şeklinde elde edilmektedir. Bu durum göz önünde bulundurularak zamana bağlı olacak şekilde bir uyarlama kuralı elde etmek oldukça zordur. Bu problemin üstesinden gelmek için parametreleri ve kontrol sinyalini periyodik olarak tüm bir periyot boyunca bir nokta şeklinde temsil edilerek (periyodik dizi olarak) dinamik sistem (2.1)'in asimptotik kararlılığa ulaşmasını sağlayan uyarlamalı kontrol yapısı ve periyodik uyarlama kuralı sırasıyla

$$u = ke + \dot{x}_r - \hat{\theta}(t)\xi \quad (2.10)$$

$$\hat{\theta}(t) = \begin{cases} \hat{\theta}(t-T) - q\xi e, & t \in [T, \infty) \\ -q_0(t)\xi e, & t \in [0, T) \end{cases} \quad (2.11)$$

şeklinde tasarlanmaktadır ve burada $q > 0$ sabit kazançtır, $q_0(t)$ sürekli ve kesin artan $q_0(0) = 0$ ve $q_0(T) = q$ ifadelerini sağlayan bir fonksiyondur.

Elde edilen periyodik uyarlama sinyali $(\hat{\theta}(t))$, T periyodunun tamsayı katı olan herhangi bir aralıkta örneklendiğinde "sabit" olarak kabul edilebilmektedir. Bir periyot (T) aralığıyla periyodik uyarlama kuralı (2.11), tam olarak bir "sabit" için bir fark türü entegratörü ifade etmektedir. (2.10)-(2.11) periyodik uyarlama tabanlı uyarlamalı kontrol kuralı, belirsiz parametrenin periyodik olduğu düşünülerek (2.1) sisteminde yerine konulduğunda kapalı çevrim sistem dinamiği

$$\dot{e} = -ke - \phi(t)\xi \quad (2.12)$$

$$\hat{\theta}(t) = \begin{cases} \hat{\theta}(t-T) - q\xi e, & t \in [T, \infty) \\ -q_0(t)\xi e, & t \in [0, T) \end{cases} \quad (2.13)$$

biçiminde elde edilmektedir.

Bir sonraki alt başlıkta periyodik uyarlamalı kontrol yönteminin temel yakınsama analizi verilmektedir. Yakınsama analizinin anlaşılabilirliğini arttırmak ve takip edilebilirliğini kolaylaştırmak için $\xi = 1$ olarak kabul edilmiştir. Ayrıca, verilen bu yöntem birden fazla belirsiz sinyal, ve belirsiz sinyallerin sabit ve/veya periyodik olması durumları için genişletilebilmektedir (Xu 2004).

2.1.2.1 Yakınsama Analizi

Periyodik uyarlama mekanizması (2.13) ile periyodik uyarlamalı kontrolcü (2.10) altında sürekli zamanlı dinamik sistem (2.1) için yakınsama analizi bu alt başlıkta sunulmaktadır. Kapalı çevrim sistemin yakınsama özelliğini ispatlamak için, pozitif

tanımlı aday Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli

$$V(e, \phi) = \frac{1}{2}e^2(t) + \frac{1}{2q} \int_{t-T}^t \phi^2(\tau) d\tau \quad (2.14)$$

biçiminde seçilsin. Pozitif tanımlı fonksiyonel $V(e, \phi)$ 'nin bir periyot boyunca farkı

$$\Delta V(t) = V(t) - V(t - T) \quad (2.15)$$

biçiminde yazılabilmektedir. İspatın anlaşılabilirliğini artırmak için pozitif tanımlı fonksiyonel $V(e, \phi)$ iki parça halinde incelenecektir. Sistem hata dinamiği (2.12) kullanılarak, (2.14) fonksiyonelinin ilk kısmının bir periyot boyunca farkı

$$\begin{aligned} \Delta V_1(t) &= \frac{1}{2}e^2(t) - \frac{1}{2}e^2(t - T) \\ &= \int_{t-T}^t e(\tau) \dot{e}(\tau) d\tau \\ &= - \int_{t-T}^t k e^2(\tau) d\tau - \int_{t-T}^t \phi(\tau) e(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.16)$$

şeklinde elde edilmektedir. Bir sonraki kısım için analize devam ederken,

$$(x - y)^2 - (x - z)^2 = (z - y)[2(x - y) + (y - z)]$$

matematiksel eşitliği ve belirsiz periyodik sinyalin periyodiklik özelliği ($\phi(t) = \phi(t - T)$) kullanılacaktır. Periyodik uyarlamalı kontrol kuralı (2.13) göz önünde bulundurularak, (2.14) fonksiyonelinin ikinci kısmının bir periyot boyunca farkı

$$\begin{aligned} \Delta V_2(t) &= \frac{1}{2q} \int_{t-T}^t [\phi^2(\tau) - \phi^2(\tau - T)] d\tau \\ &= \frac{1}{2q} \int_{t-T}^t [\hat{\theta}(\tau - T) - \hat{\theta}(\tau)] \{2[\theta(\tau) - \hat{\theta}(\tau)] + \hat{\theta}(\tau) - \hat{\theta}(\tau - T)\} d\tau \\ &= \int_{t-T}^t \left(\phi(\tau) e(\tau) - \frac{q}{2} e^2(\tau) \right) d\tau \end{aligned} \quad (2.17)$$

eşitliği ile türetilebilmektedir. (2.14) fonksiyonelinin bir periyot boyunca farkı $\Delta V(t) = \sum_{i=1}^2 \Delta V_i(t)$ ile yazılırsa, (2.15) denklemi

$$\begin{aligned} \Delta V(t) &= - \int_{t-T}^t k e^2(\tau) d\tau - \frac{q}{2} \int_{t-T}^t e^2(\tau) d\tau \\ &\leq - \int_{t-T}^t k e^2(\tau) d\tau < 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

biçiminde elde edilmektedir. Bir periyot için uygulanan yakınsama analizi, $t \in [jT, (j+1)T]$ tüm periyotlar için ardı sıra uygulanabilmektedir. Yani, (2.18) ile elde edilen eşitsizlik herhangi $t \in [iT, (i+1)T]$ tanımlı, ve $t_0 = t - iT$ tanımlanır,sa,

$$V(e, \phi) = V(t_0) + \sum_{j=0}^{i-1} \Delta V(t - jT) \quad (2.19)$$

ile verilen seri toplamında bir pozitif tanımlı fonksiyonel yazılabilmektedir ve burada, $t_0 \in [0, T)$ ve (2.18) eşitsizliği göz önüne alındığında

$$\lim_{t \rightarrow \infty} V(e, \phi) < \max_{t_0 \in [0, T)} V(t_0) - \lim_{t \rightarrow \infty} k \sum_{j=0}^{i-1} \int_{t-(j+1)T}^{t-jT} e^2(\tau) d\tau \quad (2.20)$$

şeklinde bir eşitsizlik elde edilmektedir. Bunun yanında V 'nin pozitif tanımlı olduğu ve $V(t_0)$ ifadesinin $[0, T)$ aralığında sınırlı bir değere sahip olduğu bilinmektedir. Böylece, seri toplamlarının yakınsama teoremine göre (bkz Ek A) e izleme hatası asimptotik olarak sifıra yakınsamaktadır yani,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_{t-T}^t e^2(\tau) d\tau \rightarrow 0 \quad (2.21)$$

ifadesi geçerli olmaktadır. Ayrıca, pozitif tanımlı fonksiyonel V , $t \in [0, T)$ aralığındaki sınırlılığını gösterilebilmektedir. $t \in [0, T)$ aralığında uyarılama kuralı

$$\hat{\theta}(t) = -q_0(t)e \quad (2.22)$$

şeklinde seçilmiştir ve burada $q > q_0(t) > 0$ geçerli olmaktadır. İlk periyot üzerinde bir sınır koşulu bulunmak istenildiği için fark işlemi yerine, V pozitif tanımlı fonksiyonelin

zamana göre türevi, $\alpha = ((1/q_0) - (1/2q)) > 0$ ifadesi göz önünde bulundurularak,

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= e\dot{e} + \frac{1}{2q}\phi^2 \\
&= -ke^2 - \phi e + \frac{1}{2q}\phi^2 \\
&= -ke^2 + \phi \frac{\hat{\theta}}{q_0} + \frac{1}{2q}\phi^2 \\
&= -ke^2 + \phi \frac{\hat{\theta} \pm \theta}{q_0} + \frac{1}{2q}\phi^2 \\
&= -ke^2 - \alpha\phi^2 + \frac{\phi\theta}{q_0}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

şekilde elde edilmektedir. Young eşitsizliği kullanılarak, herhangi $\epsilon > 0$ için

$$\frac{\phi\theta}{q_0} \leq \frac{\epsilon}{q_0}\phi^2 + \frac{1}{4\epsilon q_0}\theta^2 \tag{2.24}$$

elde edilebilmektedir (Bkz Ek B). ϵ , $0 < \epsilon/q_0 < \alpha$ eşitsizliğini sağlayacak şekilde seçildiğinde (2.23) ifadesi

$$\dot{V} \leq -ke^2 - \left(\alpha - \frac{\epsilon}{q_0}\right)\phi^2 + \frac{1}{4\epsilon q_0}\theta^2 \tag{2.25}$$

halini almaktadır. Bu noktada, bilinmektedir ki periyodik belirsiz parametre $t \in [0, T)$ aralığında sonlu bir sınırlı değere sahiptir. Bu değer θ_b olarak gösterilirse, $\dot{V}$ ifadesi

$$\frac{1}{4\epsilon q_0}\theta_b^2 < \left(ke^2 + \left(\alpha - \frac{\epsilon}{q_0}\right)\phi^2\right), \quad (e, \phi) \in \mathcal{R}^2, \tag{2.26}$$

bölgesi içerisinde negatif değerli olmaktadır ve bu sonuç V pozitif tanımlı fonksiyonelinin $t \in [0, T)$ aralığında sonlu bir sınırlı değere sahip olduğunu göstermektedir. Sonuç olarak, dinamik sistemde sabit parametrelili belirsizlik olduğu durumundaki gibi e sinyalinin asimptotik olarak sıfıra yakınsadığı gösterilmektedir.

DEĞİŞKEN PERİYOTLU DİNAMİK SİSTEMLER İÇİN PERİYODİK UYARLAMALI KONTROL

3.1 Giriş

Gerçek zamanlı birçok dinamik sistem, tekrarlı amaçlar için veya periyodik referans takibi için, T periyodu göstermek üzere $[0, T]$ zaman aralığında yinelemeli olarak çalışmaktadır. Ancak, birçok dinamik sistemde periyodik hareket söz konusu olduğunda, sistem dinamiklerinin veya sistemi etkileyen bozucuların da sistem durumlarına bağlı olduğu görülmektedir. Bu dinamik sistemler içerisinde bir sınıf dinamik sistem zaman bölgesinde değişken frekansa sahip zamanla değişen periyodik sinyallere sahiptirler ve bu sinyallerin belirsizliği değişken frekanstan dolayı doğrudan periyodik uyarlamalı kontrol ile çözülememektedir. Bu problemin üstesinden gelmek için bu tez çalışmasında zaman bölgesinde tanımlı diferansiyel denklemlerle ifade edilmiş olan dinamik modelin, periyodik tekrarlanan tanım bölgesine dönüşümü yapılarak çözüm bulunmaktadır. Örnek olarak, dönel sistemlerde zaman bölgesinde tanımlanan dinamik sistemin, açısal yer değiştirme bölgesine dönüşümü verilebilmektedir.

Bu noktada, dönel sistemler özelinde ancak genellikten vazgeçilmeden, zaman koordinat bölgesi t ve periyodik tekrarlanan koordinat bölgesi θ_e (dönel sistemlerde açısal yer değiştirme) olmak üzere, ve $\omega_e \neq 0$ periyodik tekrarlanan koordinat bölgesine ait bir değişkeni göstermek üzere (dönel sistemlerde açısal hız)

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \quad (3.1)$$

ifadesi farklı bir biçimde

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau \triangleq f(t) \quad (3.2)$$

şeklinde yazılabilmektedir ve burada, ω_e zamanın (t) bir fonksiyonudur ve kesin

olarak artan olduğu varsayılmaktadır. Bu sebepten t ve θ_e değişkenleri arasında birebir ve örten fonksiyon (bijective) ilişkisi elde edilebilmektedir. Daha açık olarak yazacak olursak, $t = f^{-1}(\theta_e)$ vardır ve herhangi bir değişken olan $g(t)$ fonksiyonu $g(f^{-1}(\theta_e))$ ile matematiksel olarak yazılabilmektedir. Bu noktada, sistem dinamiklerinde periyodik olarak değişen belirsizlikleri, sistemin tanım bölgesi olarak değiştiği bölgede ifade etmek için (3.4) gibi bir dönüşüm yazılabilmektedir. Ayrıca, zaman bölgesinden periyodik değişen tanım bölgesine geçiş yapan dönüşüm bu şekilde önerilebilmektedir. Zaman tanım bölgesinde değişken frekanslı periyodik olarak değişen parametreye sahip, birinci dereceden ve uygun sistem boyutları ile skaler doğrusal olmayan dinamik sistem

$$\dot{x}(t) = \theta(t)\xi(x(t)) + u(t), \quad x(0) = x_0 \quad (3.3)$$

ile tanımlanabilir ki burada $\theta(t)$ zamanla değişen periyodik bir fonksiyondur ancak dinamik sistemin periyodik hareketi durumunda sistem durumlarına bağlı olan sınırlı belirsiz sinyaldir, yani $\theta(\theta_e)$ olarak yazılabilmektedir, ve $\xi(x(t))$ bilinen doğrusal olmayan fonksiyon, $u(t)$ kontrol girişi ifade etmektedir. Yukarıda bahsedilen yeni çalışma bölgesi (θ_e) kullanılacak olursa,

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\theta_e} &= \frac{d}{dt} \left(\frac{d\theta_e}{dt} \right)^{-1} \\ &= \frac{1}{\omega_e} \frac{d}{dt} \end{aligned} \quad (3.4)$$

şeklinde birebir ve örten bir dönüşüm verilebilmektedir. (3.3) sistemine (3.4) ile verilen dönüşüm uygulandığında,

$$\frac{dx(t)}{d\theta_e} = \frac{\theta(\theta_e)\xi(x(t))}{\omega_e} + \frac{u(t)}{\omega_e}, \quad x(0) = x_0(\theta_e) \quad (3.5)$$

şeklinde çalışma bölgesi değiştirilmiş doğrusal olmayan dinamik sistem elde edilmektedir.

Böylece, zaman bölgesinde değişken frekanslı bir belirsiz sinyale sahip olan (3.3) dinamik sistemi, periyodik çalıştığı tanım bölgesinde, (3.4) birebir ve örten bir dönüşüm ile (3.5) dinamik sistemine geçirilmektedir. Bu noktada belirtilmelidir ki bu tez özelinde dönel dinamik sistemler ele alınmaktadır ve bu sistemlerin çalışma periyodu 2π olarak bilinmektedir. Ayrıca, bu durumda değişken frekansa sahip dinamik sistemler için uygun olmayan periyodik uyarlamalı kontrol yapısı, verilen birebir ve örten bir dönüşüm sonrasında 2π periyodiklik ile uygun hale gelmektedir. Bir sonraki alt bölüme başlamadan söylemek gerekir ki, sonraki alt başlıkların anlaşılabilirliğini artırmak için gerekmedikçe bağlı değişkenler tasarımdan

ve analizlerden uzaklaştırılmıştır.

3.2 Kontrol Yapısı ve Periyodik Uyarılama

Doğrusal olmayan ve çalışma bölgesi değiştirilmiş (3.5) ile verilen dinamik sistem

$$\frac{dx}{d\theta_e} = \frac{\theta\xi}{\omega_e} + \frac{u}{\omega_e} \quad (3.6)$$

için kontrolcü tasarımına başlamak üzere hata dinamiği

$$e = x_r - x \quad (3.7)$$

olarak tanımlanabilir ki burada e hata sinyali, x_r takip edilmesi istenen yörüngeyi ifade etmektedir. (3.7) hata dinamiğinin θ_e değişkenine göre türevi alınır ve (3.6) dinamiği yerine konulursa, hata dinamiği

$$\frac{de}{d\theta_e} = \frac{dx_r}{d\theta_e} - \frac{\theta\xi}{\omega_e} - \frac{u}{\omega_e} \quad (3.8)$$

biçiminde elde edilmektedir. Periyodik uyarılama için kestirim hatası

$$\phi(\theta_e) = \theta(\theta_e) - \hat{\theta}(\theta_e) \quad (3.9)$$

olarak tanımlansın. Burada, $\hat{\theta}(\theta_e)$ ifadesi uyarılama sinyallini ifade etmektedir. Sonrasında, periyodik olarak güncellenen uyarlamalı kontrolcü yapısı

$$u = \omega_e \left(ke + \frac{dx_r}{d\theta_e} - \frac{\hat{\theta}\xi}{\omega_e} \right) \quad (3.10)$$

biçiminde oluşturulabilmektedir. Bu durumda, uyarılama mekanizması

$$\hat{\theta}(\theta_e) = \begin{cases} \hat{\theta}(\theta_e - 2\pi) - q\xi e / \omega_e, & \theta_e \in [2\pi, \infty) \\ -q_0(\theta_e)\xi e / \omega_e, & \theta_e \in [0, 2\pi) \end{cases} \quad (3.11)$$

şeklinde tasarlanabilmektedir ve burada $q > 0$ sabit kazançtır, $q_0(t)$ sürekli ve kesin artan $q_0(0) = 0$, $q_0(2\pi) = q$ ifadelerini de sağlayan bir fonksiyondur ve k pozitif kontrolcü kazancıdır.

Sonuç olarak, tasarlanan kontrolcü (3.10) ve periyodik uyarılama yapısı (3.11), (3.8) ile verilen sistem dinamiğinde yerine konulduğunda, $\varsigma = \frac{\xi}{\omega_e}$ olmak üzere, kapalı

çevrim sistem

$$\frac{de}{d\theta_e} = -ke - \phi\varsigma \quad (3.12)$$

$$\hat{\theta}(\theta_e) = \begin{cases} \hat{\theta}(\theta_e - 2\pi) - q\varsigma e, & \theta_e \in [2\pi, \infty) \\ -q_0(\theta_e)\varsigma e, & \theta_e \in [0, 2\pi) \end{cases} \quad (3.13)$$

biçiminde elde edilmektedir.

Bir sonraki alt başlıkta bir sınıf değişken frekanslı doğrusal olmayan dinamik sistem için önerilen periyodik uyarılama kuralı altındaki dinamik sistemin davranışını anlamak için yakınsama analizine yer verilmektedir. Ayrıca, bu bölümde tasarlanan kontrol sinyali ve inşa edilen uyarılama yapısı bir sonraki alt başlıkta sunulacak olan yakınsama analizinin birer sonucudur.

3.3 Yakınsama Analizi

Değişen frekans problemini göz önünde bulunduran, periyodik güncelleme mekanizması (3.13) ile periyodik uyarılama mekanizmasına sahip kontrolcü (3.10) altında (3.8) kapalı çevrim dinamiği için yakınsama analizi bu alt başlıkta verilmektedir. Kapalı çevrim sistemin yakınsama özelliğini ispatlamak için, pozitif tanımlı aday Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli

$$V(e, \phi) = \frac{1}{2}e^2(\theta_e) + \frac{1}{2q} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \phi^2(\tau) d\tau \quad (3.14)$$

biçiminde seçilsin. Pozitif tanımlı fonksiyonel $V(e, \phi)$ bir periyot boyunca farkı

$$\Delta V(\theta_e) = V(\theta_e) - V(\theta_e - 2\pi) \quad (3.15)$$

biçiminde yazılabilmektedir. İspatın anlaşılabilirliğini artırmak amacıyla pozitif tanımlı Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli $V(e, \phi)$ iki parça halinde incelenecektir, yani

$$V_1 = \frac{1}{2}e^2(\theta_e) \quad (3.16)$$

$$V_2 = \frac{1}{2q} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \phi^2(\tau) d\tau \quad (3.17)$$

olarak parçalanacaktır. Sistem hata dinamiği (3.12) kullanılarak, (3.14) fonksiyonelinin ilk kısmının bir periyot boyunca farkı

$$\begin{aligned}\Delta V_1(\theta_e) &= \frac{1}{2}e^2(\theta_e) - \frac{1}{2}e^2(\theta_e - 2\pi) \\ &= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} e(\tau) \frac{de(\tau)}{d\theta_e} d\tau \\ &= - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} ke^2(\tau) d\tau - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \phi(\tau)\zeta(\tau)e(\tau) d\tau\end{aligned}\quad (3.18)$$

ile yazılmaktadır. $V(e, \phi)$ fonksiyonelinin ikinci parçası için analize devam ederken,

$$\phi^2(\tau) - \phi^2(\tau - 2\pi) = (\hat{\theta}(\tau - 2\pi) - \hat{\theta}(\tau)) \{2[\theta(\tau) - \hat{\theta}(\tau)] + \hat{\theta}(\tau) - \hat{\theta}(\tau - 2\pi)\}$$

eşitliği ve belirsiz periyodik sinyalin periyodiklik özelliği ($\phi(\theta_e) = \phi(\theta_e - 2\pi)$) kullanılmaktadır. Periyodik uyarlamalı kontrol kuralı (3.13) göz önünde bulundurularak, (3.14) fonksiyonelinin ikinci kısmının bir periyot boyunca farkı

$$\begin{aligned}\Delta V_2(\theta_e) &= \frac{1}{2q} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} [\phi^2(\tau) - \phi^2(\tau - 2\pi)] \\ &= \frac{1}{2q} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} [\hat{\theta}(\tau - 2\pi) - \hat{\theta}(\tau)] \{2[\theta(\tau) - \hat{\theta}(\tau)] + \hat{\theta}(\tau) - \hat{\theta}(\tau - 2\pi)\} d\tau \\ &= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \left(\phi(\tau)\zeta(\tau)e(\tau) - \frac{q}{2}\zeta^2(\tau)e^2(\tau) \right) d\tau\end{aligned}\quad (3.19)$$

şekilde türetilabilmektedir. (3.14) fonksiyonelinin bir periyot boyunca farkı $\Delta V(\theta_e) = \sum_{i=1}^2 \Delta V_i(\theta_e)$ ile yazılırsa, (3.15) ifadesi

$$\begin{aligned}\Delta V(\theta_e) &= - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} ke^2(\tau) d\tau - \frac{q}{2} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \zeta^2(\tau)e^2(\tau) d\tau \\ &\leq - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} ke^2(\tau) d\tau < 0\end{aligned}\quad (3.20)$$

biçiminde elde edilmektedir. Bir periyot için uygulanan yakınsama analizi, $\theta_e \in [j2\pi, (j+1)2\pi]$ tüm periyotlar için ardı sıra uygulanabilmektedir. Yani, (3.20) elde edilen eşitsizlik herhangi $\theta_e \in [i2\pi, (i+1)2\pi]$ tanımlı, ve $\theta_{e_0} = \theta_e - i2\pi$ tanımlanırsa,

$$V(e, \phi) = V(\theta_{e_0}) + \sum_{j=0}^{i-1} \Delta V(\theta_e - j2\pi) \quad (3.21)$$

ile verilen seri toplamında bir pozitif tanımlı fonksiyonel yazılabilmektedir ve burada, $\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)$ ve (3.20) eşitsizliği göz önüne alındığında

$$\lim_{\theta_e \rightarrow \infty} V(e, \phi) < \max_{\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)} V(\theta_{e_0}) - \lim_{t \rightarrow \infty} k \sum_{j=0}^{i-1} \int_{\theta_e - (j+1)2\pi}^{\theta_e - j2\pi} e^2(\tau) d\tau \quad (3.22)$$

şeklinde bir eşitsizlik elde edilmektedir. Ayrıca, V pozitif tanımlıdır ve $V(\theta_{e_0})$ ifadesi $[0, 2\pi)$ aralığında sınırlı bir değere sahiptir. Bunun yanında, seri toplamlarının yakınsama teoremine göre e izleme hatası asimptotik olarak sıfıra yakınsamaktadır. Böylece, (3.22) eşitsizliğinden

$$\lim_{\theta_e \rightarrow \infty} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} e^2(\tau) d\tau \rightarrow 0 \quad (3.23)$$

ifadesi elde edilmektedir. Ayrıca, pozitif tanımlı fonksiyonel (3.14)'ün, $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında sınırlılığının gösterilmesi gerekmektedir. (3.13) ile verilen uyarılama kuralından, $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında uyarlanan sinyal $\hat{\theta}(\theta_e)$

$$\hat{\theta}(\theta_e) = -q_0 \zeta e \quad (3.24)$$

şeklinde seçilmektedir ki burada $q > q_0(\theta_e) > 0$ ifadesi sağlanmaktadır. İlk periyot üzerinde bir sınır koşulu bulunmak istenildiği için fark işlemi yerine, V pozitif tanımlı fonksiyonelinin θ_e değişkenine göre türevi, $\alpha = ((1/q_0) - (1/2q)) > 0$ olmak üzere,

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\theta_e} &= e \frac{de}{d\theta_e} + \frac{1}{2q} \phi^2 \\ &= -ke^2 - \phi \zeta e + \frac{1}{2q} \phi^2 \\ &= -ke^2 + \phi \frac{\hat{\theta}}{q_0} + \frac{1}{2q} \phi^2 \\ &= -ke^2 + \phi \frac{\hat{\theta} \pm \theta}{q_0} + \frac{1}{2q} \phi^2 \\ &= -ke^2 - \alpha \phi^2 + \frac{\phi \theta}{q_0} \end{aligned} \quad (3.25)$$

şekilde elde edilmektedir. Bu noktada, Young eşitsizliği kullanılarak, herhangi $\epsilon > 0$ için

$$\frac{\phi \theta}{q_0} \leq \frac{\epsilon}{q_0} \phi^2 + \frac{1}{4\epsilon q_0} \theta^2 \quad (3.26)$$

elde edilebilmektedir. ϵ , $0 < \epsilon/q_0 < \alpha$ eşitsizliğini sağlayacak şekilde seçilerek, (3.25) eşitsizliği

$$\frac{dV}{d\theta_e} \leq -ke^2 - \left(\alpha - \frac{\epsilon}{q_0}\right)\phi^2 + \frac{1}{4\epsilon q_0}\theta^2 \quad (3.27)$$

halinde elde edilebilmektedir. Periyodik belirsiz parametre $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında sonlu bir sınırlı değere sahiptir ve bu sınır $\theta \leq \theta_b$ olarak gösterilsin. Böylece, $\frac{dV}{d\theta_e}$ ifadesi

$$\frac{1}{4\epsilon q_0}\theta_b^2 < \left(ke^2 + \left(\alpha - \frac{\epsilon}{q_0}\right)\phi^2\right), \quad (e, \phi) \in \mathcal{R}^2, \quad (3.28)$$

bölgesi içerisinde negatif değerli olmaktadır ve bu da V pozitif tanımlı fonksiyonelinin $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında sonlu bir sınırlı değere sahip olduğunu göstermektedir.

Sonraki başlıklarda, değişken periyotlu bir sınıf dinamik sistem için önerilen kontrol yapısı belirsiz zamanla değişen sinyallerin sayısının birden fazla olduğu ve belirsiz sabit parametrelili dinamik sistemler özelinde işlenecektir. Verilen örnek sistemler göz önünde bulundurulduğunda, kontrolcü tasarımları ve yakınsama analizleri hem vektörel olarak ele alınmaktadır hem de uyarılama yapısı hibrit olarak inşa edilmektedir.

4 ÖRNEK SİSTEMLER

Periyodu bilinen dinamik sistemlerin kontrolü amacı ile yapılan çalışmalarda, sistemin $[0, T]$ zaman aralığında çalıştığı varsayılarak tasarıma devam edilmektedir, sonrasında ise analiz tüm t için gerçekleştirilmektedir. Ayrıca, sistem belirsizlikleri ve dış bozucuların aynı zaman aralığında etkin olduğu bilinmektedir. Bunun yanında, bu sistemler tekrarlamalı olarak çalışmaktadır. Örneğin, kısa mesafeli şehir içi trenler sürekli aynı yol güzergâhını takip etmektedir ve bu sistemler periyodik hareket etmektedir (J. Liu et al. 2017). Ayrıca bu sistemlerde aerodinamik sürtünme periyodik olarak modellenmektedir (Raghunathan, H.-D. Kim, Setoguchi 2002). Farklı bir sistem olarak, uydu sistemlerinde dış bozucular konum bilgisine bağlı olarak modellenmiştir ve bilinmektedir ki konum periyodik bir fonksiyon olarak ilerlemektedir (Y. Liu et al. 2017). (Aguilar-Martinez, Alvarez-Icaza 2015) çalışmasındaki yazarlar araç lastiği ve yol arasındaki temas sürtünmesi sistem durum değişkeninin bir fonksiyonu olarak modellemiştir ve böylece sürtünme sistem durumuna bağlı olarak periyodik bir fonksiyon olarak düşünülmektedir. Literatürde daha birçok sistemde belirsiz sinyaller periyodik olarak modellenmektedir (Huang et al. 2017; Jiang Wang, Hovakimyan, Cao 2010; Gerz, Holzäpfel, Darracq 2002). Verilen örneklerin dışında ve en önde gelen örnek sistem sınıfı olarak motor kontrolü verilebilmektedir ve bunun üzerine yapılmış olan birçok yayından bu tez çalışması boyunca bahsedilmektedir. Sonuç olarak, bahsedilen sistemler bilinen bir periyodikliğe sahiptirler ve bu periyodiklik, hareketle doğrudan ilişkili olarak sistem belirsizliklerinin ve dış bozucuların sistem performansında etkisini göstermektedir. Bahsedilen sebeplerden dolayı, bu tip gerçek sistemlere doğrudan kontrolcü tasarımının uygulanabilmesi için zaman alanından periyodik tekrarlanan durum değişkenine sistem dinamiğinin ve etkin kontrol yöntemlerinin nasıl genişletileceği büyük teorik öneme ve pratik değere sahiptir.

Dinamik sistemlerin hareket mekanizmalarında kullanılan motor (eyleyici), genellikle yüksek hassasiyet, yüksek performans gereksinimlerini yerine getirecek şekilde sürülmelidir. Ayrıca, motor istenilen referans (sabit hız veya değişken hız) takip amacını da yerine getirmelidir. Bu ihtiyaçların karşılanması dinamik sistemlerin

kontrolü için en önemli ana kısımlardır. Endüstri ve akademik alanda kullanılan motorlardan en önde gelenlerden biri sabit mıknatıslı senkron motorlardır. Dinamik bir sistem olan sabit mıknatıslı motor hem zamanla değişmeyen hem de zamanla değişen (duruma bağlı olarak yazılabilen) periyodikliği bilinen belirsiz parametrelere sahiptir. Bunun yanında, değişken hız referans durumunda sabit mıknatıslı senkron motor sisteminde belirsiz periyodik değişen parametrelerin/sinyallerin periyodu da sabit kalmamaktadır. Bir diğer öne çıkan motor çeşidi, fırçasız doğru akım motorudur (FDAM). Bahsedilen periyodik belirsizlik problemlerinin yanında, FDAM'larda sistem dinamiğinin iki alt sistem olarak anahtarlanması başka problemleri doğurmaktadır. FDAM'da gerçekleşen anahtarlama çıkış performansını istenmeyen şekilde etkilemektedir. Bunun yanında, sistem kontrolünde kullanılan uyarılma değerleri sistem hata geri beslemesi ile elde edildiğinden anahtarlamanın uyarılma değerlerinde de bozucu etkisinin olduğu görülmektedir. Bu sebeplerden bu tip dinamik sistemler için zamanla değişen parametrelerin uyarılması, kararlılık analizleri ve sentezi daha zor ve karmaşık bir hal almaktadır.

Literatürde gerçekleştirilmiş çalışmalarda motor sistemlerinde zamanla değişen periyodikliği bilinen belirsiz parametreler için sabit/değişken hız durumlarında periyodik uyarılmalı kontrol yapısına çok az çalışılmıştır. SMSM tipi motorlarda belirsiz periyodik sistem parametrelerini doğrudan kendi doğal yapısı hesaba katılarak kestiren periyodik uyarılma kuralı ile elde edilmiş sabit veya değişken hız referans takip problemi için akım kontrolcülerine literatürde çalışılmamıştır. Ayrıca, FDAM özelinde anahtarlama negatif etkilerinin zamanla değişen periyodikliği bilinen tipte belirsizlikler varlığında periyodik uyarılma yapıları üzerine literatürde çalışmalara rastlanılmamıştır. Bu doğrultuda, bu tez çalışması bir sınıf dönel dinamik sistemde en iyi performansın elde edilmesi için bahsedilen birçok açık ve üzerine gidilmemiş probleme çözüm getirmeyi amaçlayarak önemini ortaya koymaktadır.

4.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

4.1.1 Literatür Özeti

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM), konum takibi, hız takibi veya çıkış momentinin yüksek performans ile elde edilmesi için ileri seviyeli kontrolü gerektiren çeşitli alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tip elektrik motorları güvenilirlik, yüksek güç yoğunluğu ve yüksek moment-akım oranı gibi avantajları nedeniyle birçok farklı uygulamada tercih edilmektedir. Bununla birlikte, SMSM'lerin performansı, sistem kontrolünde kullanılan dinamik modelin doğruluğuna ve hassasiyetine bağlıdır. Bu nedenle, bahsedilen sistem parametre belirsizliklerine ve dış bozuculara karşı oldukça hassastır. İstenen performans gereksinimlerini elde etmek için genel olarak

gelişmiş bir kontrol yapısına ihtiyaç vardır.

SMSM’lerde istenen çıkış momentinin üretebilmesi için, bir akım kontrol yapısı aracılığıyla faz akımlarının istenilen referans değerlerine göre kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu tür kontrolcülerin tasarımı, matematiksel modelde görünen bilinmeyen motor sabitleri ve tanımlanamayan zamanla değişen sinyaller gibi belirsizliklerin varlığında zorlu bir görev haline gelmektedir. Bu gibi bahsedilen problemler çıkış momentinde istenmeyen dalgalanmalara neden olmaktadır. Bunlar arasında çıkış momentinde istenmeyen dalgalanmaların ana nedeni belirsiz zıt-EMK sinyalleridir. Zıt-EMK sinyallerinin istenmeyen bozucu etkisi motor tasarımı ve/veya üretim aşamasında indirgenebilmektedir. Ancak bu yaklaşım, maliyet sorunları nedeniyle tercih edilmemektedir ve moment dalgalanmalarını indirmek için bunun yerine gelişmiş/ileri seviyeli kontrol teknikleri uygulanmaktadır (Jahns, Soong 1996).

Bir SMSM sürücüsünde ideal durumda sabit moment üretimi için sinüzoidal bir yörüngeyi izlemek üzere faz akımları kontrol edilmektedir. Ancak, zıt-EMF sinyallerinin kusurlu olması nedeniyle çıkış momentinin kontrolü sağlanamayabilmektedir ve bu durumla beraber sabit bir çıkış momenti oluşturacak faz akımlarının elde edilmesi gerekmektedir. Bu şekilde, doğrusal olmayan optimizasyon ile dq -eksen akımlarının optimal değerleri elde edilmiş ve manyetik eşdeğer devreler kullanılarak monotonluk (flatness) tabanlı bir moment kontrol şeması uygulanmaktadır (Kemmetmüller, Faustner, Kugi 2015). Başka bir çalışmada, ideal olmayan zıt-EMK sinyallerinin, belirsiz model parametrelerinin ve modellenmemiş dinamiklerin ve bozucuların etkilerini bastırmak için ölçülen hız harmonik sinyallerini kullanan test tabanlı bir optimal faz akımı tasarımı önerilmektedir (Guodong Feng, Lai, Kar 2017). Ayrıca, gradyan iniş optimizasyonu (gradient descent optimization) kullanılarak kontrol sinyaline enjekte edilmesi gereken minimum harmonik akımlar hesaplanarak çıkış momentindeki istenmeyen harmoniklerin etkisi düşürülmektedir (L. Yan et al. 2019).

İdeal olmayan zıt-EMK sinyallerinin çıkış momenti üzerindeki olumsuz etkileri literatürde kapsamlı bir şekilde ele alınmıştır. (K. Lee, Ha, Simili 2019) çalışmasında yazarlar akım hatalarını en aza indirmek için SMSM sürücülerinde akım kontrolünde slot ve çapraz kuplaj (slotting and cross-coupling) etkilerini sıfırlamak için gelişmiş ileri besleme ve geri besleme kontrolcülerini önermektedir. (Petrovic et al. 2000) çalışmasında yazarlar, uyarlamalı akım kontrolü, ideal olmayan zıt-EMK sinyalleri, parametrelili sonlu sırası ile istenen faz akım değerlerinin hesaplanmasında akı harmonik etkilerini ortadan kaldırmak için tasarlanmaktadır. Bir diğer çalışmada, parametre varyasyonları ve diğer modellenmemiş belirsizlikler ile birlikte yüksek dereceli akı harmonik belirsizlikleri, referans akım üretimi ile dayanıklı

akım regülasyonu dikkate alınarak uyarlamalı bir dahili modelde ele alınmaktadır (Mohamed, El-Saadany 2008). İdeal olmayan zıt-EMK sinyallerinin olumsuz etkilerini ortadan kaldıran senkron bir referans akım modeli elde etmek için dayanıklı bir uyarlamalı denetleyici literatürde önerilmektedir (H. Jin, J. Lee 2008).

SMSM sürücülerini zamanla değişen ve yüksek bant genişliğine sahip belirsizlikler veya modellenmemiş dinamikler içerdiğinden, çıkış momentindeki dalgalanmalar tamamen bastırılamamaktadır. Bu dezavantajı gidermek için SMSM sürücülerinde kestirim/gözlemci tabanlı teknikler ile çeşitli kontrol yöntemlerinin kombinasyonu uygulanmaktadır. Belirsizlik ve bozucu kestiricisi tabanlı oransal-integral (Proportional Integral (PI)) akım denetleyicisi, SMSM sürücülerindeki farklı tipte belirsizliklerle başa çıkmak için önerilmektedir (Ren et al. 2016). SMSM sürücülerinde hız ve akım referans yörüngelerini takip etmek için bir ileri besleme terimi içeren doğrusal olmayan bir bozucu gözlemcisine sahip bir terminal kayan kip kontrol yöntemi sunulmaktadır (X. Liu et al. 2018). Model öngörülü denetleyicinin farklı tipten oluşan belirsizlik yığınının karşı duyarlılığını azaltmak için, bir endüktans bozucu gözlemcisi temelli bir akım denetleyicisi önerilmektedir (X. Zhang, Liang Zhang, Y. Zhang 2018). SMSM sürücülerinin moment döngüsünde geçici tepki cevabını (transient response) geliştirmek için endüktanstan kaynaklanan belirsizlikleri iyileştiren değişken kazançlı uyarlamalı bozucu gözlemcisi ile dayanıklı öngörülü kontrol sunulmaktadır (R. Yang et al. 2018). Ayrıca, SMSM sürücülerindeki gözlemci tabanlı kontrol tekniklerini ve çalışmalarını bildiren bir kapsamlı literatür çalışması sunulmaktadır (J. Yang et al. 2016).

Moment dalgalanma problemlerini indirgemenin yanı sıra sistemin geçici tepkisini iyileştirmek için, birçok çalışmada ölü vuruş kontrol (dead-beat control) yapısı göz önünde bulundurulmaktadır. SMSM sürücülerinde akım regülatörü için bir kestirici tabanlı kontrol algoritmasına dayalı geliştirilmiş ölü vuruş denetleyicisi önerilmiştir (Guo et al. 2019), ancak bu gelişmiş denetleyici yalnızca düşük frekanslı moment dalgalanmalarını indirgeyebilmektedir. Ölü vuruş kontrol yöntemi SMSM sürücülerinde iyi performans göstermesine rağmen, kontrolcünün performansı belirsizliklerden büyük ölçüde etkilenmektedir. Bu sorunun üstesinden gelmek için çeşitli kestirim ve gözlemci teknikleri ve diğer birçok yöntem, istenen performans kriterlerini karşılamak için ölü vuruş denetleyicisi ile birleştirilebilmektedir. Bu çalışmalardan bazıları, referans akım kestirimi ve zıt-EMK kestirimle ölü vuruş kontrolü (Kukrer 1996), minimum-zamanlı rampa yörünge yöntemi ile ölü vuruş doğrudan moment kontrolcüsü (J. S. Lee, Lorenz 2014), uyarlamalı tabanlı otomatik ayar algoritmaları akım kontrolü (Mohamed, El-Saadany 2007), model kestirimine dayalı kontrol (S.-W. Kang, Soh, R.-Y. Kim 2019), dayanıklı kestirimine dayalı akım kontrolü (Huerta et al. 2009; Türker, Buyukkeles, Bakan 2016), doğrusal olmayan

dayanıklı kontrol (Türker, Yanik, et al. 2017), uyarlamalı dayanıklı tahmine dayalı akım kontrolü (Espi et al. 2010), geliştirilmiş dayanıklı tahmine dayalı akım kontrolü (Bode et al. 2005), kayan kipli kontrol (Y. Jiang et al. 2017), bozucu gözleyicisi tabanlı kontrol (X. Zhang, B. Hou, Mei 2016; S.-W. Kang, Soh, R.-Y. Kim, et al. 2019; He et al. 2019) olarak sıralanabilmektedir.

Pratik uygulamalarda olduğu üzere ideal olmayan zıt-EMK durumunda, zıt-EMK sinyalleri rotor konumu ile periyodik olan ve genel olarak belirsiz olan harmonikler içermektedir. Bu harmonikler nedeniyle akım regülasyonu tam olarak sağlanamayabilmektedir. Bunun sonucunda çıkış momentinde dalgalanmalar meydana gelmektedir. Bu istenmeyen sorunun etkilerini indirgeyen ve periyodik belirsizlikleri ortadan kaldıran yinelemeli öğrenme ve tekrarlı kontrol yöntemleri literatürde bir araştırma çalışması ile sunulmaktadır (Y. Wang, Gao, Doyle III 2009). Alan yönelimli bir SMSM sürücüsünün moment dalgalanmasını indirmek için tekrarlayan akım kontrolü, şekli bozulmuş (distorted) zıt-EMK sinyalleri dikkate alınarak sunulmaktadır (Mattavelli, Tubiana, Zigliotto 2005). Yinelemeli öğrenme kontrolü, kontrolcü sinyallerini değiştirerek faz akımları üzerindeki harmonik akı nedeniyle periyodik moment titreşimlerini indirmek için SMSM sürücülerinde de uygulanmıştır (Qian, Sanjib K Panda, Xu 2004). Ayrıca, SMSM'lerin moment döngüsündeki periyodik bozukluklara doğal olarak uyan yinelemeli öğrenmeye dayalı SMSM sürücülerinin kontrolü, bir kapsamlı literatür çalışmasında sunulmuştur (Sanjib K Panda, Xu, Qian 2008).

Öte yandan, doğrudan uyarlamalı kontrol, sabit ve doğrusal olarak parametrize edilmiş belirsiz parametrelere sahip dinamik sistemlerin kontrolünde yapıcı bir yöntemdir. Ancak sistemde periyodik olarak bilinmeyen parametrelerin varlığında, belirsiz sinyalin periyodu bilinse dahi geleneksel doğrudan uyarlamalı kontrol sistem asimptotik kararlılık için yeterli değildir. Bilinmeyen periyodik parametre Fourier serisine genişletilirse, bilinen periyodikliğe sahip belirsiz periyodik parametre sonsuz sayıda entegratör işlemi tarafından kestirilebilmektedir. Buna rağmen, bu yaklaşım pratik bir uygulama için gerçekleştirme açısından uygun değildir. Alternatif olarak, (Xu 2004) çalışmasında yazar sürekli-zamanlı dinamik sistemler için her bir periyot boyunca periyodik belirsiz parametre için fark tipi noktasal entegrasyona dayalı periyodik uyarlamalı kontrol önermektedir. Ayırık zamanlı sistemlerde periyodik uyarlamalı kontrol, zamanla değişen belirsiz parametrelerin varlığında da sunulmaktadır (Abidi, Xu 2008). Periyodik uyarlamalı kontrolcü, sonrasında uzamsal (spatially) olarak periyodik parametre belirsizlikleri/bozucuları içeren dönel makine sistemleri için geliştirilmiştir (Abidi 2014; Xu, Huang 2008). Ancak bu çalışmalarda dinamik modelin yapısı nedeniyle, belirsiz sinyallerin yapısı hakkında bir ön bilgi gerekmektedir. Ayrıca, komütasyon anahtarlama içeren fırçasız DC motor

sürücülerinde bilinmeyen ideal olmayan zıt-EMK sinyallerini doğru bir şekilde tahmin etmek için sürekli zamanlı (Adıgüzel, Türker 2019) ve ayrık zamanlı (Adıgüzel, Türker 2020) kontrolcü tasarımları ile sunulan periyodik uyarlamalı denetleyicinin modifiye edilmiş sürümlerine yer verilmektedir.

Bu çalışmanın alt bölümünde, belirsiz SMSM sürücülerinde moment dalgalanmalarını indirmek ve faz akımlarında yüksek performans yanıtı elde etmek için uyarlamalı bir kontrolcü önerilmektedir. Bu çalışmanın, literatürdeki mevcut çalışma sonuçlarından farklılıkları ve bu alt başlığın katkıları şu şekilde özetlenebilir:

- SMSM'lerin üretim sürecinden kaynaklanan belirsizlikler genellikle matematiksel modelde mevcut olan zıt-EMK sinyal işaretleri üzerinde etkili olmaktadır. Ancak, sinyallerin özelliklerinin tam olarak bilinmesi mümkün değildir ve aslında bu özellikler bir motordan diğerine değişmektedir. Bu sorunun üstesinden gelmek için, kontrol tasarım prosedüründe zıt-EMK sinyallerinin formu tümüyle belirsiz olarak kabul edilmiştir. Belirsiz sinyal hakkındaki tek ön bilgi açısıl yer değiştirmeye göre periyodiklik değeridir.
- Kontrol problemi, bağımsız değişken olarak rotor açısıl hızı dikkate alınarak formüle edilmiştir. Ardından, sürücü sisteminin dinamik modelindeki tüm durum denklemleri buna göre türetilmektedir. Bunu sağlamak için zaman değişkeninin dönüşümünden yararlanılmaktadır ve daha sonra kararlılık analizine yer verilmiştir. Kontrol yapısı, Lyapunov tabanlı klasik doğrudan uyarlamalı kontrol ile periyodik uyarlama yapısı birleştirilerek oluşturulmuştur.
- Sürekli zamanda tasarlanan uyarlamalı kontrolcü yapısının sunumundan sonra SMSM sürücülerin uyarlamalı kontrolünde pratik konular kapsamlı bir şekilde incelenmiştir. Ayrıca, geliştirilmiş uyarlamalı kontrol yapısı, SMSM sürücülerinin tüm ayrıntılarını ve özelliklerini içeren sayısal benzetimler yoluyla kapsamlı bir şekilde test edilmiştir. Bu şekilde, önerilen kontrol yapısı, benzetimler yoluyla klasik doğrudan uyarlamalı kontrolcü yapısı ile karşılaştırılmaktadır ve önerilen kontrolcünün tepkisi, bozucuların varlığında da test edilmektedir.

Bu alt başlığın geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir. SMSM sürücülerinin dinamik modeli sunulduktan sonra, SMSM sürücülerin akım dinamiklerinde zaman değişkeni rotor açısıl hızına değiştirilerek model yeniden değerlendirilmektedir. Bir sonraki bölümde, hibrit diferansiyel-periyodik kural tabanlı uyarlamalı kontrolcü tasarlanmaktadır. Ardından önerilen denetleyicinin asimptotik yakınsama analizine yer verilmektedir. Ardından, önerilen şemanın etkinliğini göstermek için benzetim

çalışmalarının ayrıntılı sonuçları sunulmaktadır. Son olarak, tezin bu alt başlığın sonuçlarına yer verilmektedir.

4.1.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Modeli

SMSM dinamiğinde manyetik devrede doyma olmadığı varsayılmakta; histerezis ve fuko (eddy) akımı kaybı yok sayılmakta; ve manyetik alanın dağılımının sinüs olduğu düşünülmekte, ancak diğer tüm harmonikler hesaba katılmaktadır (Pillay, Krishnan 1989). Bu varsayımlar altında, SMSM sürücülerinin elektriksel eşdeğer dinamiği senkronize olarak döndürülmüş dq yapı göz önünde bulundurularak

$$L_q \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q - L_d i_d \omega_e - \omega_e \phi_d \quad (4.1)$$

$$L_d \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + L_q i_q \omega_e + \omega_e \phi_q \quad (4.2)$$

denklem grubu ile verilebilmektedir. (4.1)-(4.2) sistem dinamiğinde, ω_e elektriksel frekansı, i_d ve i_q ifadeleri dq -eksen akımlarını, v_d ve v_q ifadeleri dq -eksen gerilimleri, L_d ve L_q ifadeleri stator endüktansları, ϕ_d ve ϕ_q ifadeleri dq -eksen magnetik akı bağlantılarını sırasıyla göstermektedir ve R stator direncidir.

SMSM sürücüsünün mekaniksel kısmına ait dinamik

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_m - B\omega_r - T_L \quad (4.3)$$

ile sunulmaktadır ki P motor kutup çiftini göstermek üzere $\omega_r = \omega_e/P$ eşitliği verilmektedir. Ayrıca, J motorun atalet momentini, T_m ve T_e motor ve yük momenti tarafından üretilen elektromanyetik momenti sırasıyla göstermektedir. B sürtünme katsayısını ifade etmektedir. SMSM tarafından üretilen elektromanyetik moment

$$T_m = \frac{3}{2}P(i_q \phi_d - i_d \phi_q) \quad (4.4)$$

denklemleri ile elde edilmektedir. Ayrıca, burada belirtilmelidir ki, doğrusal olmayan bir dönüşüm ile 3 faza sahip bir SMSM'de dq yapısında bir kontrolcü tasarlamak mümkündür. Bu dönüşüm ile üç faz AC akımları i_a, i_b, i_c rotor referans gövdesinde sırasıyla i_d, i_q ve i_o temsillerine dönüşmektedir. Yani,

$$T_p = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

dönüşüm matrisi ile

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_p \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

biçiminde elde edilmektedir ki burada akım i_o , a, b ve c faz akımlarındaki dengesizlikleri temsil etmektedir ve akımın sıfır dizi bileşeni olarak kabul edilmektedir. Sonuç olarak, i_o bir manyetik alan oluşturmaz (Krishnan 2017).

Bunun yanında aynı dönüşüm yapısı ile dq yapısındaki giriş gerilimleri, V_a , V_b ve V_c motor statoruna uygulanan gerilim değerleri olmak üzere,

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T_p \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

dönüşüm yapısından elde edilmektedir ki burada v_o , i_o ifadesinde olduğu gibi faz gerilimlerinin dengesizliklerini temsil etmektedir ve gerilimin sıfır dizi bileşeni olarak kabul edilebilmektedir.

SMSM sürücülerinde moment dalgalanmaları, tasarım sürecine bağlı olarak motor özellikleri, farklı kontrol yaklaşımlarıyla giderilebilecek eşleşen (matched) veya eşleşmeyen (unmatched) belirsizlikler gibi çeşitli nedenlerle ortaya çıkmaktadır. Faz akımları ile moment çıkışı arasındaki doğrudan ilişki göz önüne alındığında, buradaki amaç, moment dalgalanmalarını indirmek için dq -eksen akımlarının uygun şekilde düzenlenmesidir. Bu bağlamda, elektriksel dinamiğe ait (4.1)-(4.2) durum denklemleri

$$\theta_1 \frac{dx}{dt} = -\theta_2 x - \theta_1 \omega_e M x - \omega_e \phi + v \quad (4.8)$$

biçiminde vektörel bir formda yazılmaktadır ki burada

$$x = \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix}, v = \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix}, \phi = \begin{bmatrix} \phi_d \\ -\phi_q \end{bmatrix},$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \theta_1 = L, \theta_2 = R$$

olarak tanımlanmaktadır. Ayrıca, $L = L_d = L_q$ eşit olduğu varsayılmıştır.

Yukarıda verilen modelde θ_1 , θ_2 ve ϕ belirsiz olarak kabul edilmektedir. θ_1 ve θ_2 'den farklı olarak, ϕ rotorun açısal yer değiştirmesinin bir fonksiyonudur, dolayısıyla

rotor açısına bağlı olarak periyodik olarak değişmektedir. Ancak rotor açısal hızı zamanla değiştiği için bu sinyalin periyodu sabit kalmamaktadır. Bu nedenle SMSM sistemine, sabit bir periyoda sahip belirsiz periyodik sinyallerin uyarlamasını gerçekleştiren periyodik uyarlamalı kontrolcü doğrudan uygulanamamaktadır. Bu sorunun üstesinden gelmek için, SMSM sürücülerinin akım dinamiğinde zaman değişkeni,

$$\frac{dx}{dt} = \frac{dx}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} \quad (4.9)$$

kullanılarak ve $\omega_e \neq 0$ olduğu varsayılarak,

$$\frac{dx}{d\theta_e} = \frac{1}{\omega_e} \frac{dx}{dt} \quad (4.10)$$

matematiksel formulasyon ile dönüştürülmektedir. Sonuç olarak, vektörel olarak verilmiş sistem dinamiği (4.8)'e (4.10) ile tanımlanan birebir ve örten dönüşüm uygulandığında

$$\theta_1 \frac{dx}{d\theta_e} = -\theta_1 M x - \theta_2 \frac{1}{\omega_e} x - \phi + \frac{1}{\omega_e} v \quad (4.11)$$

dinamik denklem elde edilmektedir ki elde edilen vektörel dinamik denklem (4.11) kontrol tasarım prosedüründe kullanılacaktır.

Sabit ve periyodik zamanla değişen belirsizliklerin mevcudiyeti altında SMSM sürücülerinde düzgün bir çıkış momenti elde etmek için bir sonraki bölümde doğrusal olmayan periyodik uyarlamalı kontrol yapısı sunulmaktadır.

4.1.3 Kontrol Yapısı

SMSM sürücüsü için önerilen uyarlamalı kontrol yapısı bu bölümde verilmektedir. Bu çalışmada amaç periyodik olarak değişen belirsiz zıt-EMK sinyaline sahip bir SMSM sürücüsünde çıkış momentini kontrol etmektir. Kontrolcü tasarımı için öncelikle hata dinamikleri türetilmektedir. Faz akımları için hata sinyali

$$e = x_d - x = \begin{bmatrix} i_{qd} \\ i_{dd} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

tanımlanmaktadır. Burada i_{qd} ve i_{dd} istenen dq eksenleri için istenen faz akımını göstermektedir. Açısal yer değiştirmeye göre (4.12)'nin türevi alınır ve (4.11)

denklemini yerine konulursa, faz akımlarına ait hata dinamiği

$$\theta_1 \frac{de}{d\theta_e} = \theta_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right) + \theta_2 \frac{x}{\omega_e} + \phi - \frac{v}{\omega_e} \quad (4.13)$$

biçiminde elde edilebilmektedir ki v vektörü kontrol sinyali olarak kabul edilmektedir. Uyarlanmış sinyaller için kestirim hata vektörü, $\hat{\phi}_d$, $\hat{\phi}_q$ ve $\hat{\theta}_1$, $\hat{\theta}_2$, sırasıyla ϕ_d , ϕ_q ve θ_1 , θ_2 için uyarlanmış sinyalleri göstermek üzere,

$$\tilde{\phi} = \begin{bmatrix} \tilde{\phi}_d \\ \tilde{\phi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_d \\ -\hat{\phi}_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \phi_d \\ -\phi_q \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

$$\tilde{\theta}_j = \hat{\theta}_j - \theta_j, \quad j \in 1, 2 \quad (4.15)$$

şekilde tanımlansın. Sonrasında, uyarlamalı kontrol yapısı

$$v = \omega_e \left(\kappa e + \hat{\theta}_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right) + \hat{\theta}_2 \frac{x}{\omega_e} + \hat{\phi} \right) \quad (4.16)$$

biçiminde tasarlanmaktadır. (4.16)'daki hibrit diferansiyel-periyodik uyarlama kuralları

$$\hat{\phi}(\theta_e) = \begin{cases} \hat{\phi}(\theta_e - 2\pi) + Qe(\theta_e), & \theta_e \in [2\pi, \infty) \\ Q_0(\theta_e)e(\theta_e), & \theta_e \in [0, 2\pi) \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_1}{d\theta_e} = q_3 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right)^T e(\theta_e) \quad (4.18)$$

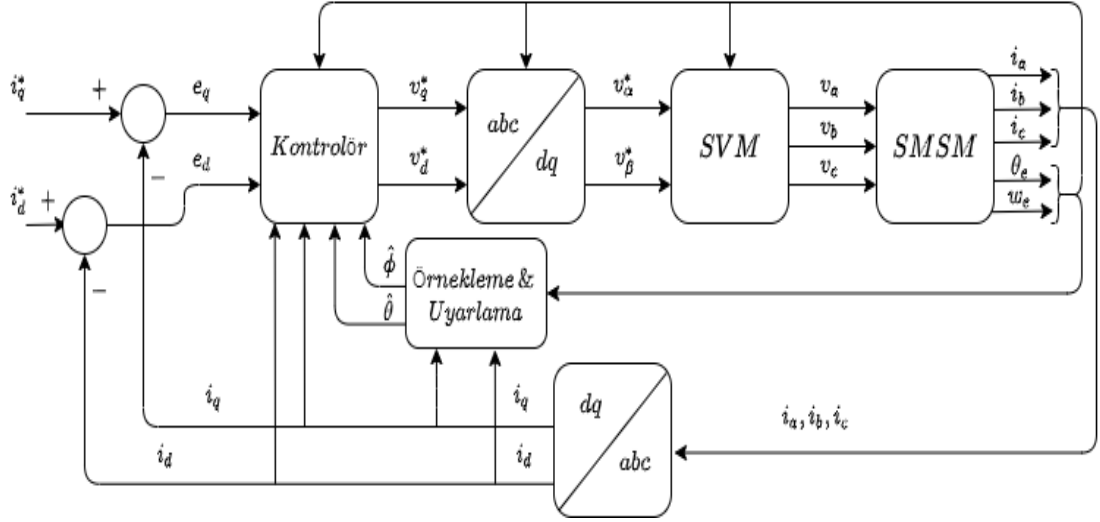
$$\frac{d\hat{\theta}_2}{d\theta_e} = q_4 \frac{x^T}{w_e} e(\theta_e) \quad (4.19)$$

şeklinde ayarlanabilmektedir ki

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}, Q_0(\theta_e) = \begin{bmatrix} q_{10} & 0 \\ 0 & q_{20} \end{bmatrix}, \kappa = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix},$$

olmak üzere $q_1 > 0$, $q_2 > 0$, $q_3 > 0$ ve $q_4 > 0$ sabit kazançlardır, ve q_{10} ve q_{20} ifadeleri sırasıyla $q_{10}(2\pi) = q_1$ ve $q_{20}(2\pi) = q_2$ ifadelerini sağlayan zamanın fonksiyonlarıdır. Ayrıca, k_1 , k_2 pozitif kontrolcü kazançlarıdır. Periyodik uyarlama kuralının, periyodikliğin açısıl konuma bağlılığı dikkate alınarak türetildiği bu noktada oldukça önemlidir, yani $\phi(\theta_e) = \phi(\theta_e - 2\pi)$ ifadesi yazılabilmektedir. Önerilen kontrol yapısı verildikten sonra sistemi ve kontrol yapısını gösteren grafik Şekil 4.1'de sunulmaktadır.

(4.16)'da (4.17)–(4.19)'daki uyarlama kurallarıyla verilen uyarlamalı kontrol sinyali,



Şekil 4.1 SMSM kontrol yapısı

uyarlamalı kontrol tasarımında uygulanan doğrudan Lyapunov yaklaşımının bir sonucudur ve hata sinyallerinin sıfıra yakınsamasını garanti etmektedir. Bu tasarım prosedüründe, pozitif tanımlı bir fonksiyonel seçildikten sonra, türevi negatif yarı tanımlı olacak şekilde elde edilmektedir.

Dijital kontrolcüler ile sürülen SMSM sürücülerinin gerçek zamanlı uygulaması göz önüne alındığında, tasarlanan kontrolcü ve periyodik uyarlama kuralı sürekli zamanda elde edildiğinden dolayı gerçek sisteme doğrudan uygulanamaz. Bu nedenle (4.17)'de verilen periyodik uyarlama kuralı üzerinde uygulamaya yönelik bir değişiklik yapılması gerekmektedir. Her periyotta aynı sayıda uyarlama kuralı değerlendirilerek bu sorun aşılmaktadır. N , bilinmeyen periyodik sinyalin bir periyodundaki örnekleme noktalarının sayısı olsun, bu durumda sayısal bir uygulama için modifiye edilmiş uyarlama kuralı, k negatif olmayan (nonnegative) bir sayı olmak üzere,

$$\hat{\phi}(k) = \begin{cases} \hat{\phi}(k-N) + Qe(k), & k \geq N \\ Q_0(k)e(k), & k < N \end{cases} \quad (4.20)$$

biçiminde verilmektedir.

(4.16)'da verilen uyarlamalı kontrolcü ve (4.17)–(4.19)'da sunulan uyarlama yasalarını (4.13)'de yerine konulması sonucunda, kapalı çevrim sistemin hata dinamiği

$$\theta_1 \frac{de(\theta_e)}{d\theta_e} = -\kappa e - \tilde{\theta}_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right) - \tilde{\theta}_2 \frac{x}{\omega_e} - \tilde{\phi} \quad (4.21)$$

biçiminde elde edilebilmektedir.

4.1.4 Yakınsama Analizi

Önerilen uyarlamalı akım regülatörünün hibrit diferansiyel-periyodik uyarlama kuralları ile yakınsama özelliği bu alt bölümde verilmektedir. Kapalı çevrim sisteminin yakınsama analizini kanıtlamak için pozitif tanımlı aday Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli

$$V(e, \phi) = \frac{1}{2} \theta_1 e(\theta_e)^T e(\theta_e) + \frac{1}{2} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{\phi}^T(\tau) Q^{-1} \tilde{\phi}(\tau) d\tau + \frac{1}{2q_3} \tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{2q_4} \tilde{\theta}_2^2 \quad (4.22)$$

biçiminde seçilsin. $V(e, \phi)$ pozitif tanımlı fonksiyonelinin bir periyot boyunca farkı

$$\Delta V(\theta_e) = V(\theta_e) - V(\theta_e - 2\pi) \quad (4.23)$$

biçiminde verilebilmektedir. Yakınsama analizinin anlaşılabilirliğini artırmak için $V(e, \phi)$ dört parçada incelenecektir, yani

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{1}{2} \theta_1 e(\theta_e)^T e(\theta_e) \\ V_2 &= \frac{1}{2} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{\phi}^T Q^{-1} \tilde{\phi} d\tau \\ V_3 &= \frac{1}{2q_3} \tilde{\theta}_1^2 \\ V_4 &= \frac{1}{2q_4} \tilde{\theta}_2^2 \end{aligned}$$

olarak parçalanmaktadır. Hata dinamiklerini (4.21) kullanarak, (4.22) fonksiyonun ilk ögesinin bir periyot üzerindeki farkı

$$\begin{aligned} \Delta V_1(\theta_e) &= \frac{1}{2} \theta_1 e(\theta_e)^T e(\theta_e) - \frac{1}{2} \theta_1 e(\theta_e - 2\pi)^T e(\theta_e - 2\pi) \\ &= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \theta_1 e(\tau)^T \frac{de(\tau)}{d\theta_e} d\tau \\ &= - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} e(\tau)^T \kappa e(\tau) d\tau - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} e(\tau)^T \left(\tilde{\theta}_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right) + \tilde{\theta}_2 \frac{x}{w_e} + \tilde{\phi} \right) d\tau \end{aligned} \quad (4.24)$$

şeklinde elde edilmektedir. Bu noktada kararlılık analizine devam ettirmek için hem

$$(x - y)^T Q(x - y) - (z - y)^T Q(z - y) = (z - x)Q[2(y - x) + (x - z)]$$

matematiksel eşitliği hem de zamanla değişen parametrenin periyodiklik özelliği ($\phi(\theta_e) = \phi(\theta_e - 2\pi)$) kullanılacaktır. Ayrıca, periyodik uyarlama kuralı (4.17)–(4.19)

kullanılarak, (4.22) fonksiyonun ikinci ögesinin bir periyot boyunca farkı

$$\begin{aligned}
\Delta V_2(\theta_e) &= \frac{1}{2} \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} (\tilde{\phi}^T(\tau)Q^{-1}\tilde{\phi}(\tau) - \tilde{\phi}^T(\tau-2\pi)Q^{-1}\tilde{\phi}(\tau-2\pi))d\tau \\
&= \frac{1}{2} \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} [\hat{\phi}(\tau-2\pi) - \hat{\phi}(\tau)]Q^{-1}\{2[\phi(\tau) \\
&\quad - \hat{\phi}(\tau)] + \hat{\phi}(\tau) - \hat{\phi}(\tau-2\pi)\}d\tau \\
&= \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} \left(\tilde{\phi}^T e(\tau) - \frac{1}{2}e(\tau)^T Q e(\tau) \right) d\tau
\end{aligned} \tag{4.25}$$

biçiminde elde edilmektedir. Diferansiyel kestirim kuralları (4.18) - (4.19) kullanılarak, (4.22) fonksiyonun üçüncü ve dördüncü teriminin bir periyotta farkı sırasıyla

$$\begin{aligned}
\Delta V_3(\theta_e) &= \frac{1}{2q_3} (\tilde{\theta}_1^2(\theta_e) - \tilde{\theta}_1^2(\theta_e - 2\pi)) \\
&= \frac{1}{q_3} \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_1 \frac{d\tilde{\theta}_1}{d\theta_e} d\tau \\
&= \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right)^T e(\tau) d\tau
\end{aligned} \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
\Delta V_4(\theta_e) &= \frac{1}{2q_4} (\tilde{\theta}_2^2(\theta_e) - \tilde{\theta}_2^2(\theta_e - 2\pi)) \\
&= \frac{1}{q_4} \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_2 \frac{d\tilde{\theta}_2}{d\theta_e} d\tau \\
&= \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_2 \frac{x^T}{w_e} e(\tau) d\tau
\end{aligned} \tag{4.27}$$

şeklinde ifade edilebilmektedir. (4.22) pozitif tanımlı fonksiyonun bir periyotta boyunca farkı $\Delta V(\theta_e) = \sum_{i=1}^4 \Delta V_i(\theta_e)$ ile yeniden yazılırsa, (4.23) denklemini

$$\Delta V(\theta_e) = - \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} e(\tau)^T \kappa e(\tau) d\tau - \frac{1}{2} \int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} e(\tau)^T Q e(\tau) d\tau < 0 \tag{4.28}$$

şeklinde elde edilmektedir. Yukarıda elde edilen sonuç, (4.22) fonksiyonelinin ardışık her periyot farkına karşılık gelen (4.23)'de tanımlanan farkın, akım takip hatası açısından negatif olduğunu göstermektedir. Bu sonuç $\theta_e \in [i2\pi, (i+1)2\pi)$ ile her periyot için geçerli olduğundan, $\theta_{e_0} = \theta_e - i2\pi$ tanımlandıktan sonra,

$$V(e, \phi) = V(\theta_{e_0}) + \sum_{j=0}^{i-1} \Delta V(\theta_e - j2\pi), \quad \theta_e \in [2\pi i, 2\pi(i+1)) \tag{4.29}$$

ifadesi kullanılarak, eşitsizlik ifadesi

$$V(e, \phi) \leq V(\theta_{e_0}) - \sum_{j=0}^{i-1} \int_{\theta_e - (j+1)2\pi}^{\theta_e - j2\pi} e(\tau)^T Q e(\tau) d\tau \quad (4.30)$$

$\theta_e \in [0, 2\pi)$ için elde edilebilmektedir. Böylece, V pozitif tanımlı bir fonksiyonel olduğundan, V

$$\lim_{\theta_e \rightarrow \infty} V(e, \phi) \leq \max_{\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)} V(\theta_{e_0}) - \lim_{i \rightarrow \infty} \sum_{j=0}^{i-1} \int_{\theta_e - (j+1)2\pi}^{\theta_e - j2\pi} e(\tau)^T Q e(\tau) d\tau \quad (4.31)$$

şeklinde sınırlıysa, (4.31)'deki serilerin toplamının yakınsak olduğu sonucuna varılabilmektedir. Bu ifadenin daha açık gösterdiği nokta, $\theta_e \rightarrow \infty$ giderken

$$\int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} e(\tau)^T Q e(\tau) d\tau \rightarrow 0 \quad (4.32)$$

elde edilmesidir ve matematiksel olarak serilerin yakınsama analizine göre yazılabilmektedir. Şimdi, yakınsama analizini tamamlamak için $\max_{\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)} V(\theta_{e_0})$ 'ın sınırlılığının gösterilmesi gerekmektedir.

$\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında pozitif tanımlı fonksiyonun (4.22) sınırlılığını göstermek için, (4.22)'nin $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında θ_e 'ye göre türevi

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\theta_e} &= \theta_1 e^T \frac{de}{d\theta_e} + \frac{1}{2} \tilde{\phi}^T Q^{-1} \tilde{\phi} + \frac{1}{q_3} \tilde{\theta}_1 \frac{d\tilde{\theta}_1}{d\theta_e} + \frac{1}{q_4} \tilde{\theta}_2 \frac{d\tilde{\theta}_2}{d\theta_e} \\ &= -e^T \kappa e - e^T \left(\tilde{\theta}_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right) + \tilde{\theta}_2 \frac{x}{w_e} + \tilde{\phi} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} \tilde{\phi}^T Q^{-1} \tilde{\phi} + \tilde{\theta}_1 \left(Mx + \frac{dx_d}{d\theta_e} \right)^T e + \tilde{\theta}_2 \frac{x^T}{w_e} e \\ &= -e^T \kappa e - e^T \tilde{\phi} + \frac{1}{2} \tilde{\phi}^T Q^{-1} \tilde{\phi} \end{aligned} \quad (4.33)$$

şeklinde elde edilmektedir. $\hat{\phi}(\theta_e) = Q_0 e$, $\theta_e \in [0, 2\pi)$ eşitlik kullanılarak,

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\theta_e} &= -e^T \kappa e - \hat{\phi}^T (Q_0^{-1})^T \tilde{\phi} + \frac{1}{2} \tilde{\phi}^T Q^{-1} \tilde{\phi} \\ &= -e^T \kappa e - (\hat{\phi}^T \pm \phi^T) (Q_0^{-1})^T \tilde{\phi} + \frac{1}{2} \tilde{\phi}^T Q^{-1} \tilde{\phi} \\ &= -e^T \kappa e - \tilde{\phi}^T \Theta \tilde{\phi} - \phi^T (Q_0^{-1})^T \tilde{\phi} \end{aligned} \quad (4.34)$$

denklemini elde edilebilmektedir ve burada $\Theta = ((Q_0^{-1})^T - Q^{-1}/2) > 0$. Young eşitsizliği

son elde edilen eşitlikteki $\phi^T(Q_0^{-1})^T \tilde{\phi}$ terimin açılımı için kullanılırsa

$$\phi^T(Q_0^{-1})^T \tilde{\phi} \leq \tilde{\phi}^T \Gamma(Q_0^{-1})^T \tilde{\phi} + \frac{1}{4} \phi^T \Gamma^{-1}(Q_0^{-1})^T \phi \quad (4.35)$$

biçiminde bir ifade elde edilebilmektedir ki burada $\Gamma = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2) > 0$ ifade etmektedir. Γ göz önünde bulundurularak $0 < \Gamma(Q_0^{-1})^T < \Theta$ eşitsizliğini dikkate alan bir seçim yapılarak

$$\frac{dV}{d\theta_e} \leq -e^T \kappa e - \tilde{\phi}^T (\Theta - \Gamma(Q_0^{-1})^T) \tilde{\phi} + \frac{1}{4} \phi^T \Gamma^{-1}(Q_0^{-1})^T \phi \quad (4.36)$$

denklemini yazılabilmektedir. Bu kısımda, periyodik olarak değişen belirsiz fonksiyon sınırlı olduğu için, $dV(\theta_e)/d\theta_e$ 'nin

$$e^T \kappa e + \tilde{\phi}^T (\Theta - \Gamma(Q_0^{-1})^T) \tilde{\phi} \leq \frac{1}{4} \phi^T \Gamma^{-1}(Q_0^{-1})^T \phi \quad | \quad (e, \tilde{\phi}) \in \mathcal{R}^2 \quad (4.37)$$

şeklinde tanımlanan bir bölgenin dışında negatif değerler aldığı sonucuna varılabilmektedir. Bu sonuç, pozitif tanımlı fonksiyonun V 'nin $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında sınırlı olduğunu göstermektedir.

Sonuç olarak, V pozitif tanımlı fonksiyonelinin sınırlılığı üzerine yapılan analizler sonucunda, θ_e sonsuza giderken, akımların izleme hataları asimptotik olarak sıfıra yakınsadığı ispatlanmaktadır.

4.1.5 Benzetim Sonuçları

Önerilen periyodik uyarlamalı akım kontrolcünün etkinliğini göstermek için MATLAB'da gerçekleştirilen çeşitli sayısal benzetimlere bu alt başlıkta yer verilmektedir. Benzetimlerde, SMSM sürücüsünün mekanik kısmı göz ardı edilmiş ve rotor hızının $w_r = 1000 + 100 \sin(40\pi t)$ d/d ile değiştiği kabul edilmektedir. Doğru akım (DC) bara gerilimi 26 V olarak belirlenmiştir, eviricinin ölü zamanı da ihmal edilmiştir. 10 kHz Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) sinyalleri standart uzay vektör modülasyonu ile üretilmiş ve görev döngülerinin (duty cycle) çözünürlüğü 50 nsn olarak ayarlanmıştır. Kontrolcünün örnekleme periyodu, DGM anahtarlama periyoduna göre 100 μsn olarak atanmıştır. Matematiksel model, 50 nsn sabit adımlarla ileri Euler yaklaşımı kullanılarak sayısal olarak çözdürülmüştür. Benzetimlerde kullanılan SMSM sürücüsünün parametreleri Tablo 4.1'de verilmektedir (Türker, Buyukkeles, Bakan 2016).

Teorik kısımla aynı şekilde, benzetimlerde SMSM sürücüsünün tüm parametreleri belirsiz olarak kabul edilmiştir. Kontrolcüde sabit parametrelerin (L_d, L_q, R) gerçek

Tablo 4.1 SMSM sürücüsü parametreleri.

Sembol	Tanımı	Değeri	Birimi
L_d	d-eksen endüktansı	24.75	μH
L_q	q-eksen endüktansı	24.75	μH
R	Stator direnci	7	$m\Omega$
P	Kutup çifti sayısı	6	
ϕ_{d0}		0.010	
ϕ_{d6}		0.0091	
ϕ_{d12}		0.0012	
ϕ_{q6}		0.0018	
ϕ_{q12}		0.0011	

değerlerinin %80'i kullanılmaktadır. SMSM'nin periyodik belirsiz sinyalleri, ϕ_{d0} , ϕ_{d6} , ϕ_{d12} , ϕ_{q6} ve ϕ_{q12} terimleri harmonikler içeren zıt-EMK sinyallerinde bulunan belirsiz sabit değerler olmak üzere,

$$\phi_d(\theta_e) = \phi_{d0} + \phi_{d6}\sin(6\theta_e) + \phi_{d12}\sin(12\theta_e) \quad (4.38)$$

$$\phi_q(\theta_e) = \phi_{q6}\sin(6\theta_e) + \phi_{q12}\sin(12\theta_e) \quad (4.39)$$

biçiminde verilmektedir. SMSM sürücü modelinde bu belirsiz parametrelerin kullanılan değerleri Tablo 4.1'de verilmektedir. ϕ_{d6} , ϕ_{d12} , ϕ_{q6} ve ϕ_{q12} değerleri kontrolcü tarafından sıfır olarak kabul edilmektedir. Yalnızca ϕ_{d0} 'ın varlığının denetleyici tarafından bilindiği varsayılır, ancak denetleyici kısmında gerçek değerinin %80'i kullanılmaktadır.

Diğer tüm başlangıç koşulları sıfıra ayarlanmış ve 0.1 sn boyunca sayısal benzetimler çalıştırılmaktadır. Tüm benzetim durumları için kontrolcü ve uyarlama kazançları şu şekilde ayarlanmıştır:

$$\kappa = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} 5 \cdot 10^{-5} & 0 \\ 0 & 5 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix},$$

$q_3 = 10^{-8}$ ve $q_4 = 0.01$. Ayrıca ilk periyottaki uyarlama kazanç matrisi zamanın doğrusal bir fonksiyonu olarak kabul edilmektedir ve

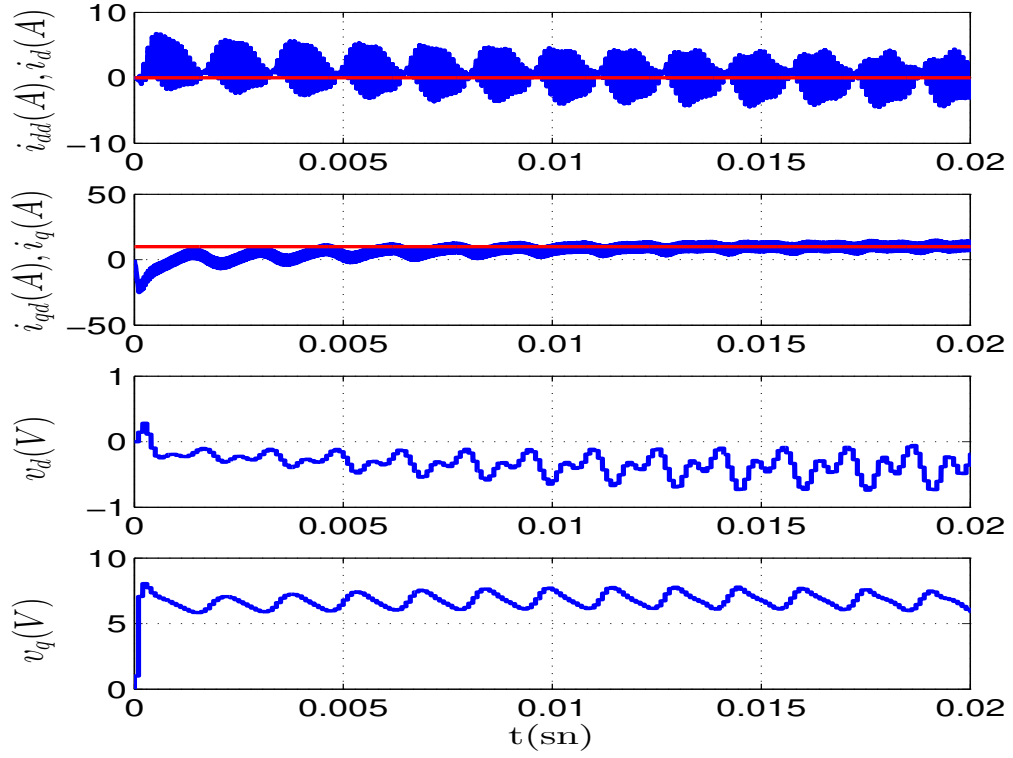
$$Q_0(\theta_e) = \begin{bmatrix} q_{10}(\theta_e) & 0 \\ 0 & q_{20}(\theta_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{q_1 \theta_e}{N} & 0 \\ 0 & \frac{q_2 \theta_e}{N} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

şeklinde atanmaktadır. Burada, başlangıç değeri $\text{diag}(0,0)$ olarak atanmıştır ve ilk uyarlama periyodunun sonunda $\text{diag}(q_1, q_2)$ 'ye eşit olmaktadır. Uyarlama için sabit periyot 60° olarak alınmaktadır. Sinyaller $1 \mu s$ periyodu ile örneklenmiş ve her uyarlama periyodu için $N = 5000$ örnek kaydedilmektedir.

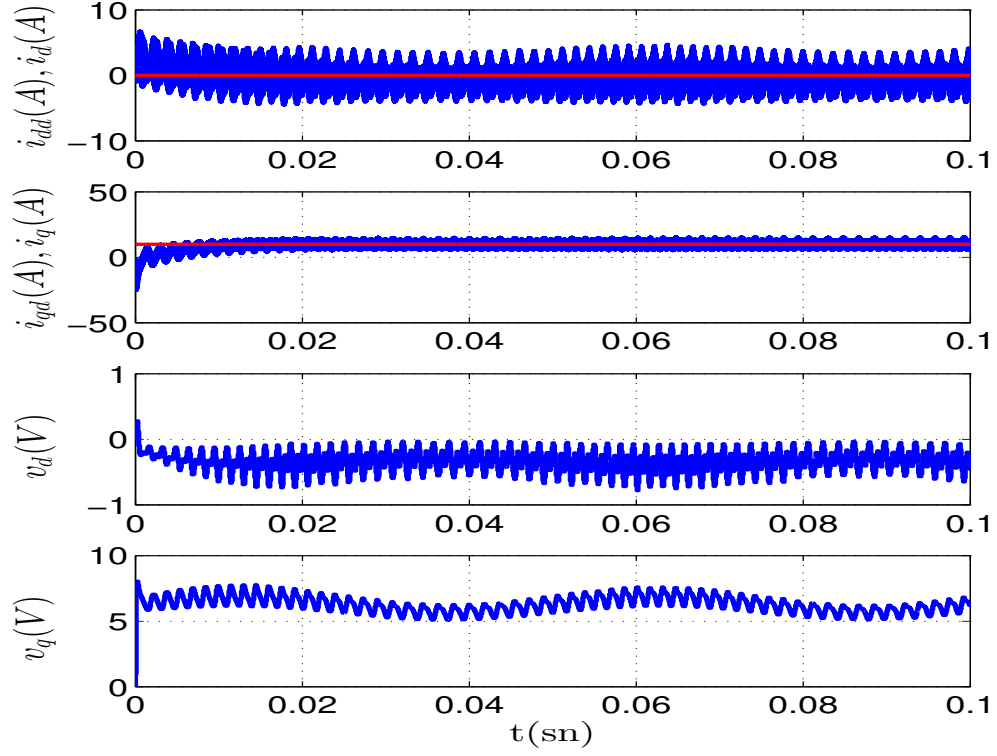
Pratik motor sürücü uygulamalarında modellenmemiş dinamiklerden kaynaklanan bazı istenmeyen dalgalanmalar ve gürültü gibi istenmeyen sinyallerle karşılaşıldığı çok iyi bilinmektedir. Bir SMSM sürücüsünde, kontrolcü tarafından üretilen kontrol sinyallerini yükseltmek için kullanılan eviriciler, bozucu kaynağının bir örneği olarak kabul edilmektedir. Ayrıca, modellenmemiş dinamikleri ortaya çıkarırlar ve uygulamada uyarlama prosedürünü etkileyen istenmeyen gürültülü çıktılara neden olmaktadır. Bu tür gürültülü sinyallerin etkilerinden kaçınmak için literatürde bazı pratik yaklaşımlar önerilmektedir. Örneğin, literatürde belirsiz sinyalin bir bant içerisinde periyodik değiştiğinden yola çıkılarak uyarlanan sinyalin o bant dışına taşıtığında uyarlama prosedürünü sonlandıran bir çalışma önerilmektedir (Xu 2004). Ancak bu yöntem ön bilgilere dayalıdır ve bant hakkında bilgi eksikliği olması durumunda uygun olmayabilmektedir. Başka bir yöntem, belirsiz zamanla değişen parametrelerin periyoduna eşit olan periyot boyunca ortalama karekök (root mean square (RMS)) değerlerinin kullanılması olacaktır. Bu çalışmada, son iki periyot için dq -eksen akımlarının RMS değerleri arasındaki farkı ile belirlenen bir yaklaşım benimsenmektedir. Uyarlama, RMS farkının mutlak değeri her iki eksen akımı için keyfi olarak küçük bir sınırdan daha düşük olduğunda sonlandırılmaktadır. Bahsedilen yöntem bu tezde kullanılmak üzere önerilmiştir. Her iki dq -eksen akımı için sınır değeri 0.01 A seçilmiştir. Sınır değer, uygulamaya bağlı olarak çıkış momenti, uyarlanmış sinyaller vb. farklı sinyaller için ayrı ayrı ayarlanabileceği dikkat edilmesi gereken bir noktadır.

Rotorun açısal hızının değişimi göz önüne alındığında, dijital uygulanacak periyodik uyarlamalı kontrolcünün bir diğer pratik uygulama sıkıntısı, veri örneklemesinin rotorun açısal konumu yerine zaman aralıklarında yapılmasıdır. Bu problem, kontrolcünün zaman değişkeninin değişimi göz önüne alındığında, ölçülen numune miktarlarında eksikliklere neden olmaktadır. Erişilemeyen örnekleme bilgilerini tamamlamak için iki komşu konumda mevcut bir konum örnekleme verisinin kullanılması ile aşılmaktadır (Abidi 2014). Bu tez çalışmasında pratik sinyalin tekrar yapılandırılması için, her zaman aralığında bir örnek elde edildiği varsayılarak rotorun açısal konumunda erişilemeyen örnekleme bilgilerine sıfırıncı mertebeden tutucu (zero-order hold (ZOH)) uygulanmaktadır. Böylece, eksik veriler uygun şekilde doldurulmaktadır.

Sonuçlar, iki farklı referans i_q eksen akım değeri ($i_{qd} = 10A$ ve $i_{qd} = 30A$) için Şekil 4.2-4.5’de sunulmaktadır ve i_d eksen akım referansı sıfıra sabitlenmiştir. Geçici ve kararlı durum yanıtlarını ayrı ayrı incelemek için her bir grafik 0-0.02 sn ve 0-0.1 sn için iki parça halinde sunulmaktadır. d -eksen akımının ve q -eksen akımının referansları ile bahsedilen sinyallerin değişimi, üretilen kontrol sinyalleri (V_d , V_q) her bir benzetim durum incelemesi için Şekil 4.2 ve Şekil 4.4’de sırasıyla gösterilmektedir.

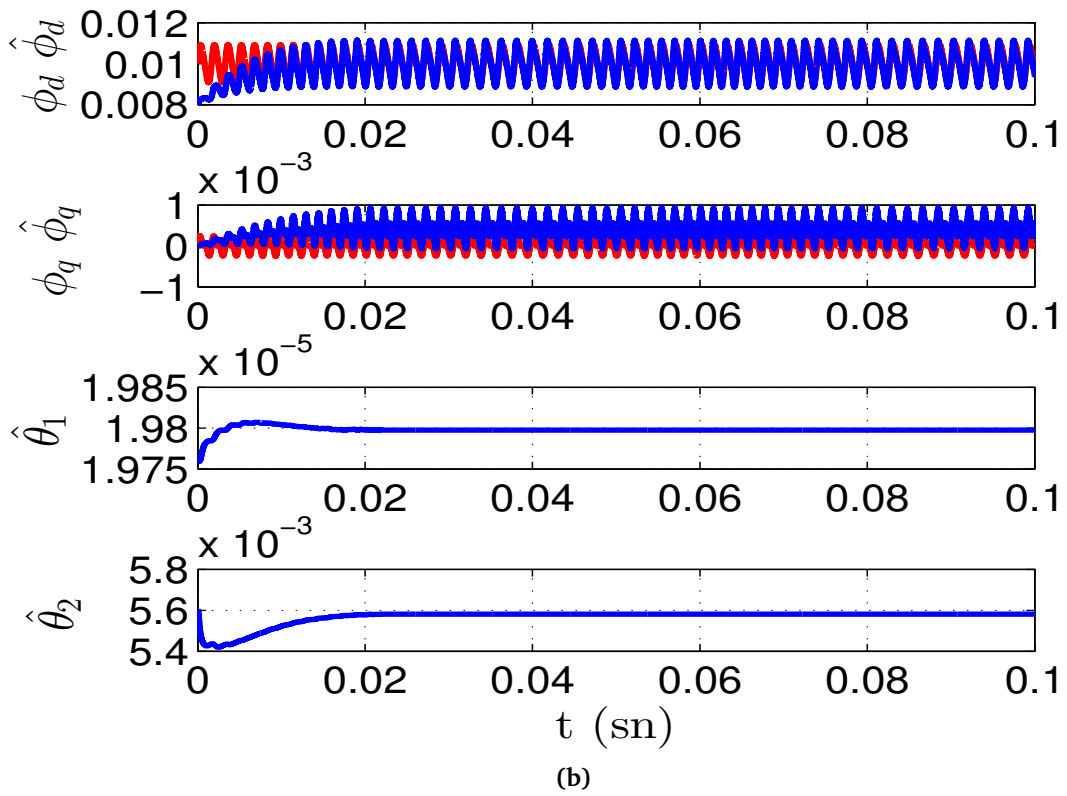
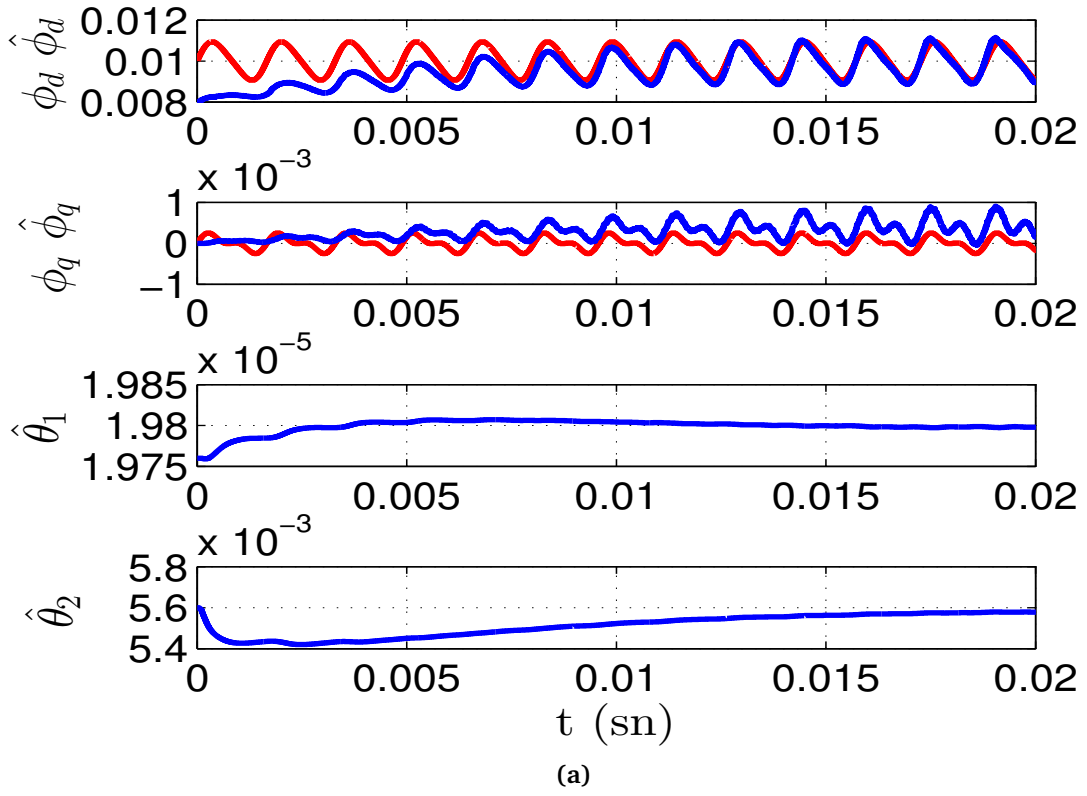


(a)



(b)

Şekil 4.2 $i_{qd} = 10A$, önerilen kontrolcü için akımların ve kontrol girişlerinin değişimi.



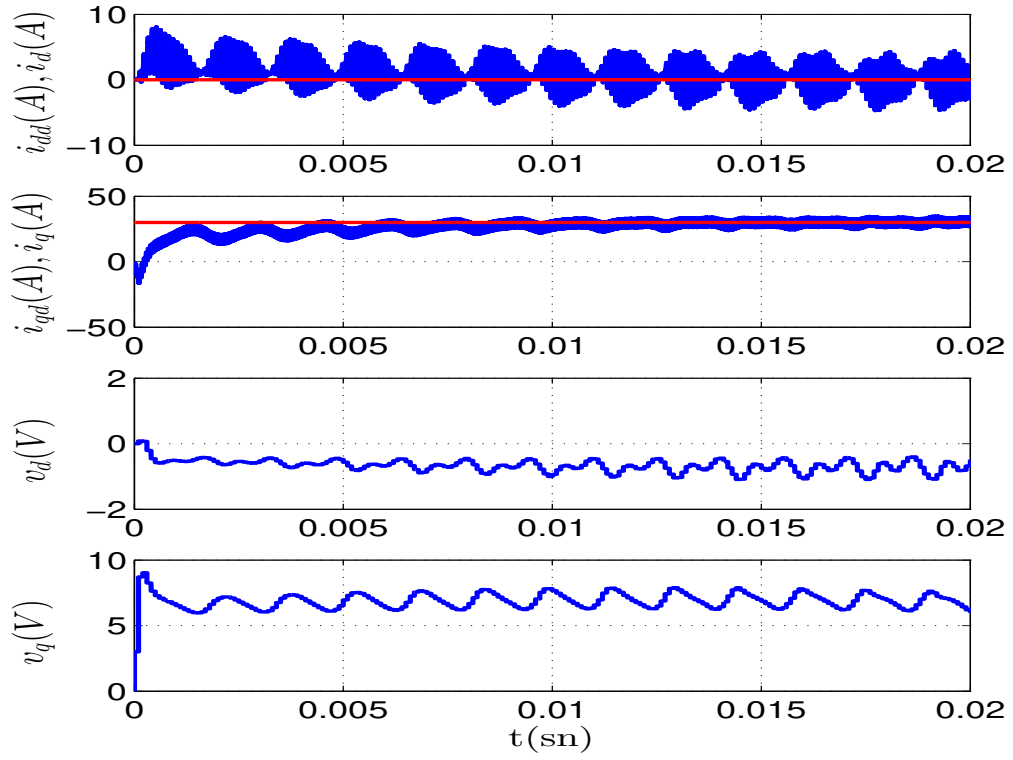
Şekil 4.3 $i_{qd} = 10A$, önerilen kontrolcüde uyarlanmış parametrenin değişimi.

Benzetim sonuçları, ortalama faz akımı hatalarının her uyarlama periyodunda monotonik olarak azaldığını ve dq -eksen akımlarının referans akım sinyallerini başarıyla izlediğini doğrulamaktadır. Burada değinilmesi gereken önemli bir nokta, kontrol sinyallerinin formunun, önerilen kontrolcünün başarısını da gösteren zıt-EMK sinyallerinin formuna yakınsamasıdır. Ayrıca, sunulan benzetimlerde kontrol sinyalleri darbe genişliği modülasyon sinyalleri ile oluşturulmaktadır, ancak okunabilirliği artırmak için şekillerde ortalama kontrol sinyalleri gösterilmektedir.

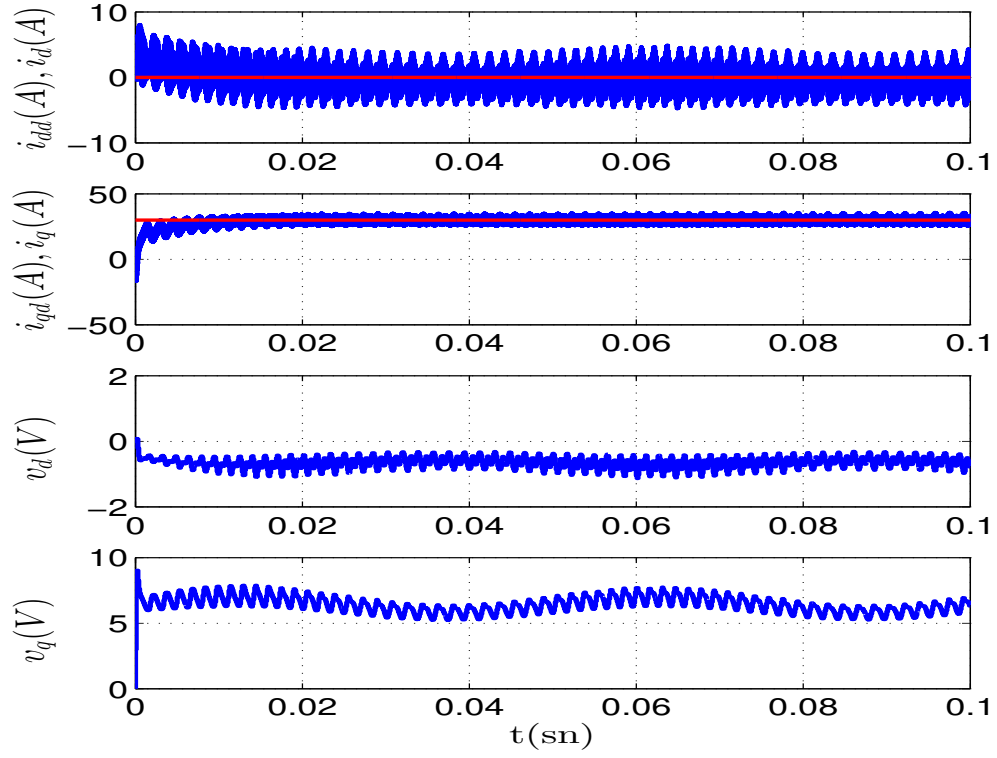
Şekil 4.3 ve Şekil 4.5’de uyarlanmış periyodik parametrelerin ($\hat{\phi}_d, \hat{\phi}_q$) ve uyarlanmış sabit parametrelerin ($\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$) değişimi sırasıyla gösterilmektedir. Uyarlanmış $\hat{\phi}_d$ sinyalinin gerçek sinyale yakınsaması sonuçlardan gözlemlenebilmektedir. Bununla birlikte, ilgili örüntüyü takip etmesine rağmen, uyarlanmış sinyal $\hat{\phi}_q$ ’da bir kayma mevcut olduğu görülmektedir. Bu, benzetim modelinde ve sayısal benzetim ortamında var olan yukarıda bahsedilen belirsizlikler ve sayısal problemlerden kaynaklanmaktadır. Ayrıca, her eksen için mevcut hata, o kaymanın varlığında bile sifıra yakınsamaktadır. Bu sonuç aynı zamanda önerilen yöntemin modellenmemiş dinamiklerin varlığında dq -eksenlerinin akım hatalarını sifıra sürmedeki başarısını ve etkinliğini de göstermektedir.

Önerilen denetleyicinin katkısını sunmak için aynı denetleyici başka bir benzetim çalışmasında uyarlamanın periyodik kısmı olmadan uygulanmaktadır. R ve L için uyarlama kuralları çalıştırılmış ve bu benzetimde denetleyicide ϕ_{d0} ’ın gerçek değerinin %80’i kullanılmaktadır. Zıt-EMK sinyallerinde bulunan harmonikler bu durumda kontrolcü tarafından bilinmemektedir. q -eksen akımı referansı 30A alınmıştır ve d -eksen akımı sifıra ayarlanmıştır. Bu benzetim sonucu, dq -eksen akımları ve uygulanan gerilimler için Şekil 4.6’da gösterilmektedir. Önerilen denetleyici ile elde edilen sonuçlar (bkz Şekil 4.4) bu sonuçlarla karşılaştırıldığında, önerilen uyarlama şemasının katkısı açıkça görülebilmektedir. Önerilen kontrolcünde negatif etkileri indirgenen zamanla değişen belirsizliklerin, karşılaştırma için sunulan benzetimlerde akım hatalarının ve buna bağlı olarak moment çıkış hatasının periyodik olmayan uyarlamalı kontrolde sifıra yakınsamamasına neden olduğu görülmektedir.

Her periyot için hesaplanan çıkış momentinin RMS değerleri ve dq -eksen akımlarının RMS değerleri de Şekil 4.7’de $i_{qd} = 30A$ akım referans değerindeki benzetim çalışmaları için sunulmaktadır. Şekil 4.7a’da gösterilen dq -eksen akımları için RMS değerlerinin, uyarlamanın sonlandırılmasına ilişkin karar için kullanıldığına dikkat edilmelidir. Şekil 4.7b, kontrolcünde periyodik uyarlama olmadan benzetim sonuçlarını içermektedir. Önerilen periyodik uyarlamalı şemanın moment dalgalanması indirgeme açısından katkısı, moment çıkış hatası ve dq -eksen akım hatalarının RMS değerlerinden de gözlemlenebilmektedir. Sonuç olarak, benzetim sonuçları,

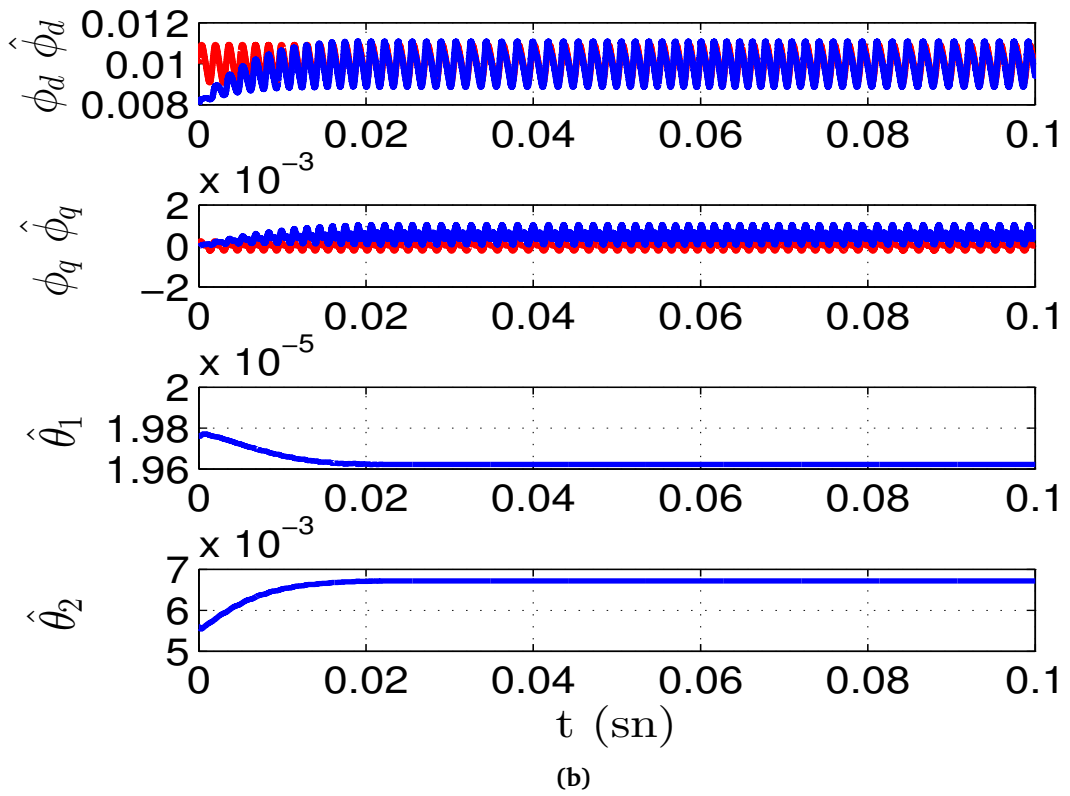
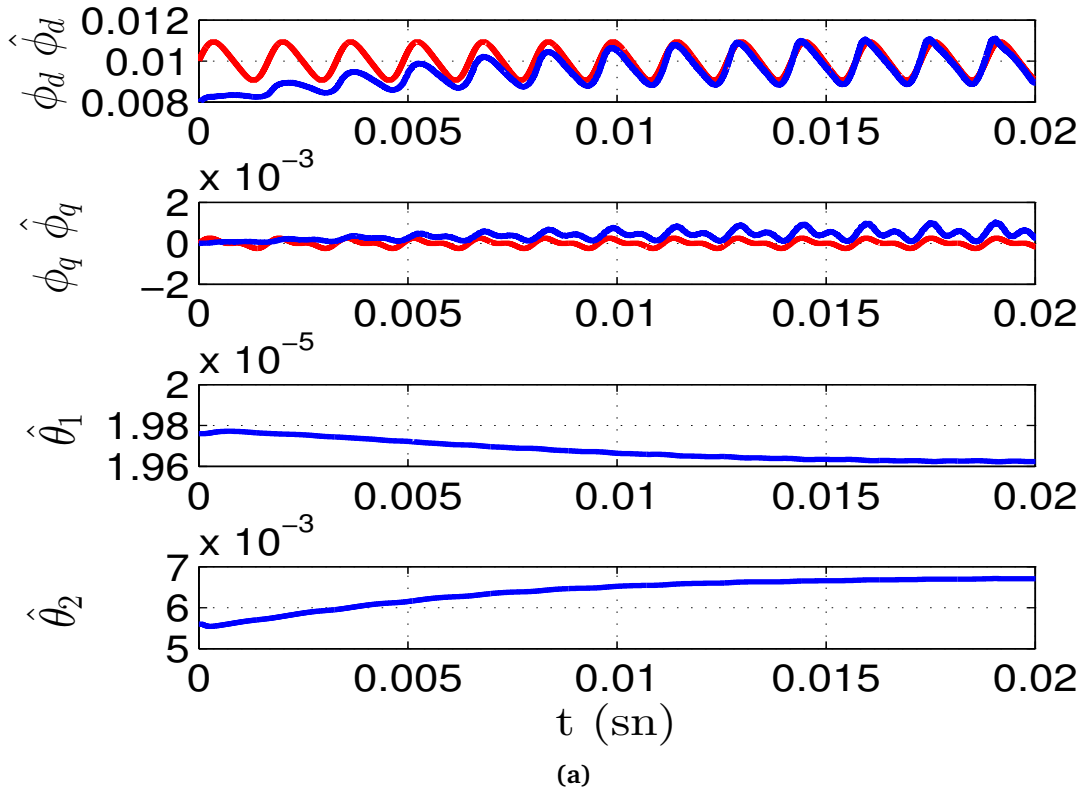


(a)

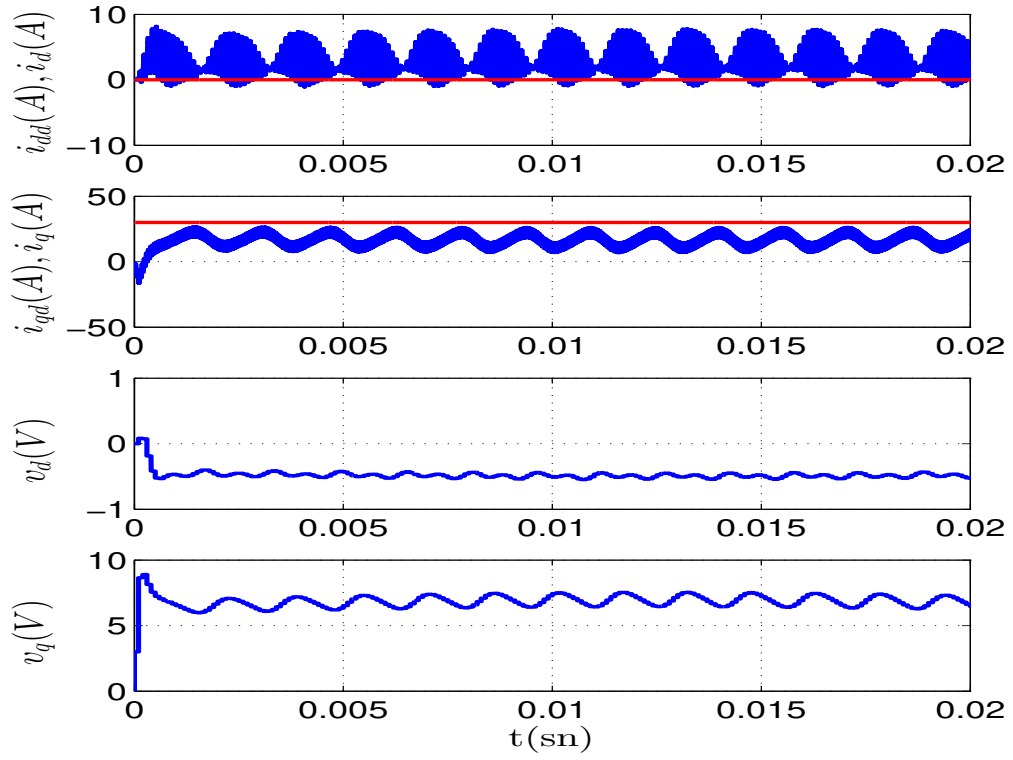


(b)

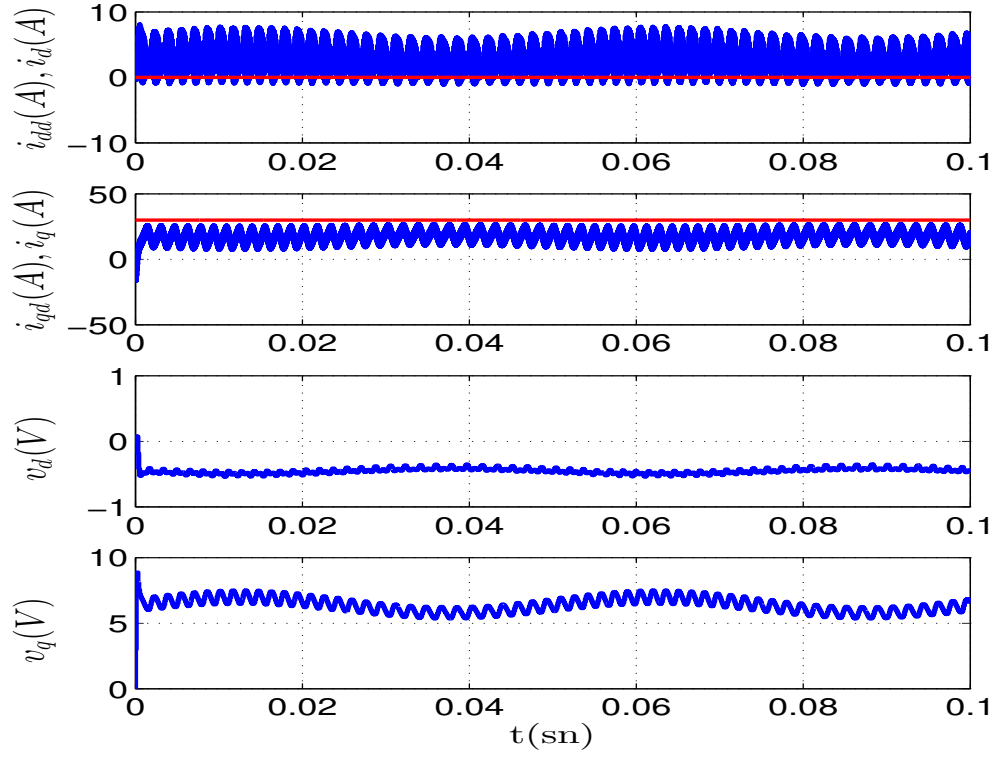
Şekil 4.4 $i_{qd} = 30A$, önerilen kontrolcü için akımların ve kontrol girişlerinin değişimi.



Şekil 4.5 $i_{qd} = 30A$, önerilen kontrolcüde uyarlanmış parametrenin değişimi.

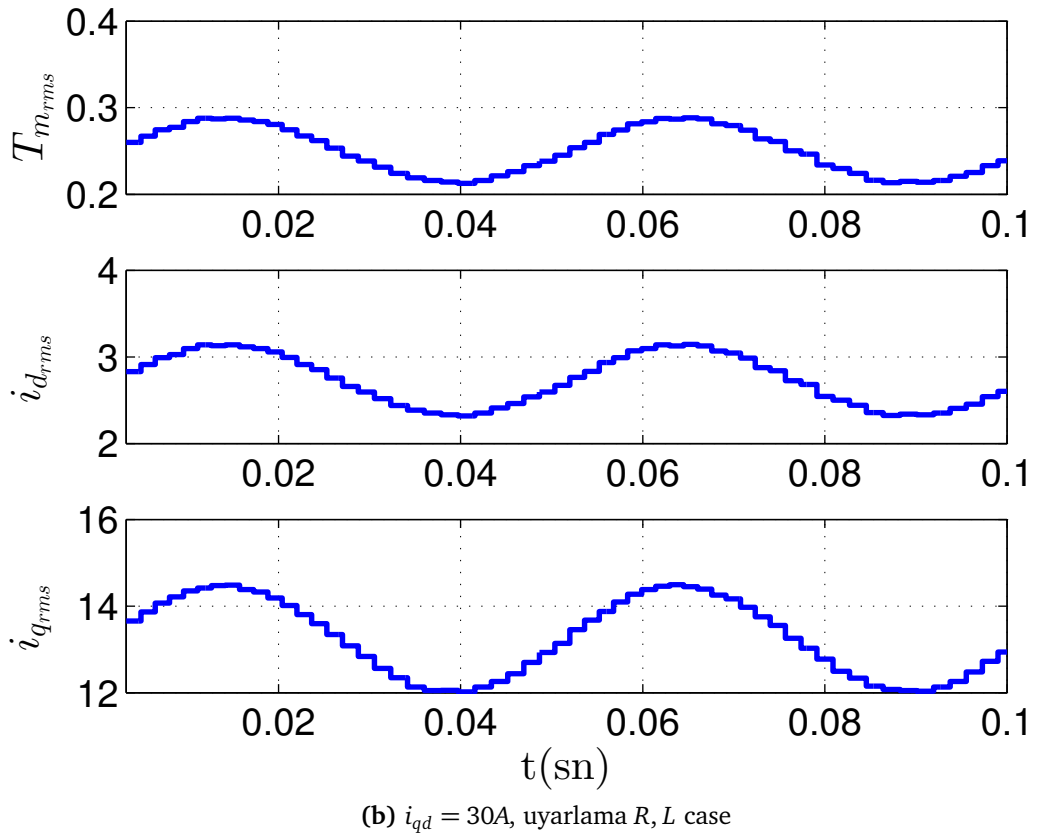
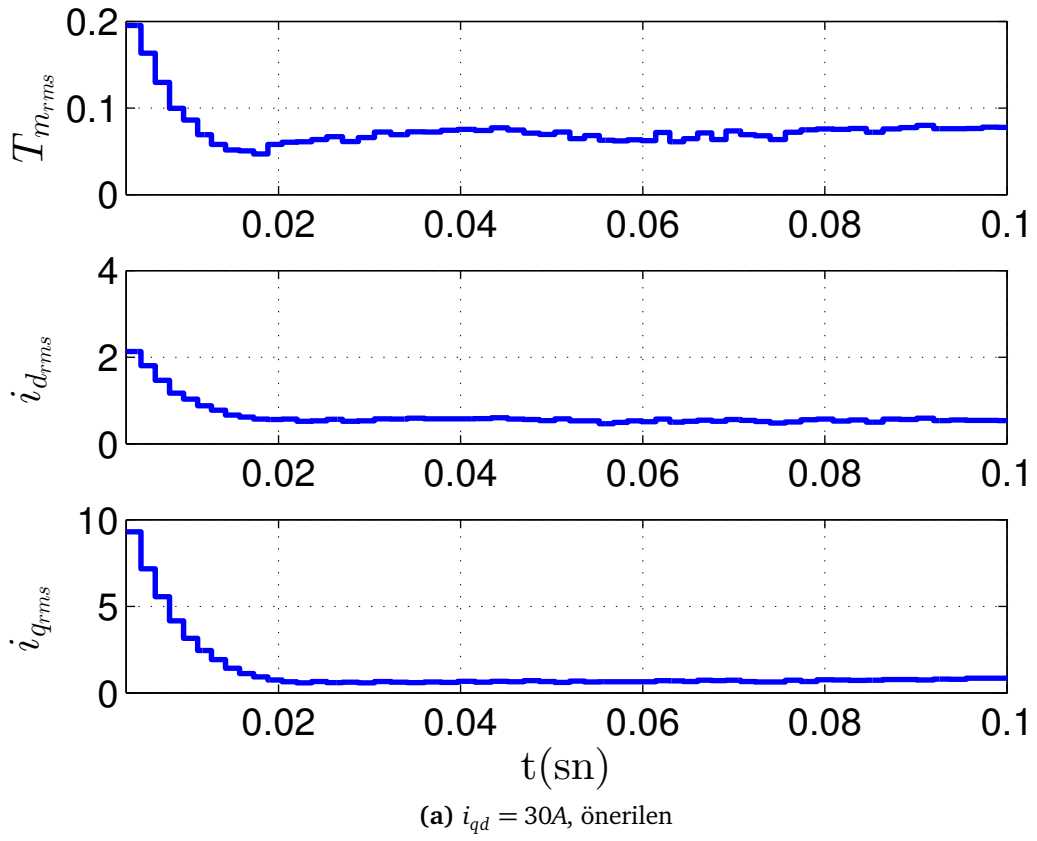


(a)



(b)

Şekil 4.6 $i_{qd} = 30A$, uyarılama R, L durumu.



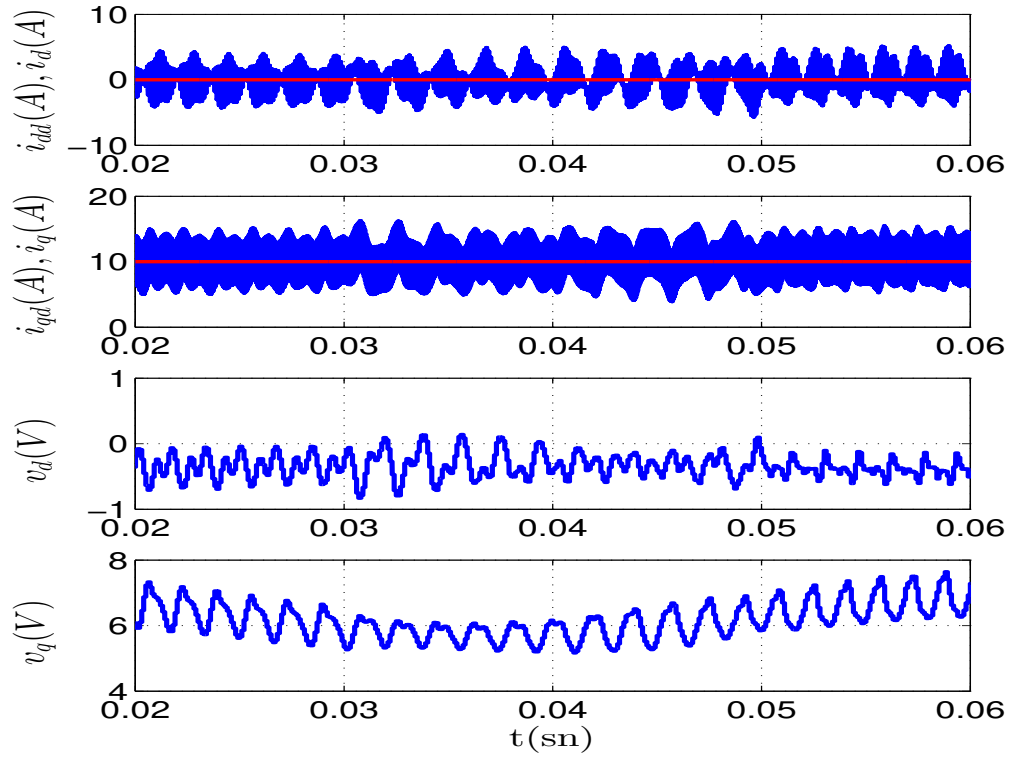
Şekil 4.7 Uyarlama periyotları boyunca RMS değerlerinin değişimi.

farklı çalışma koşulları altında SMSM sürücülerinin akımlarını regüle için hibrit diferansiyel-periyodik uyarlama kurallarına sahip tasarlanmış periyodik uyarlamalı kontrolcünün başarısını göstermektedir.

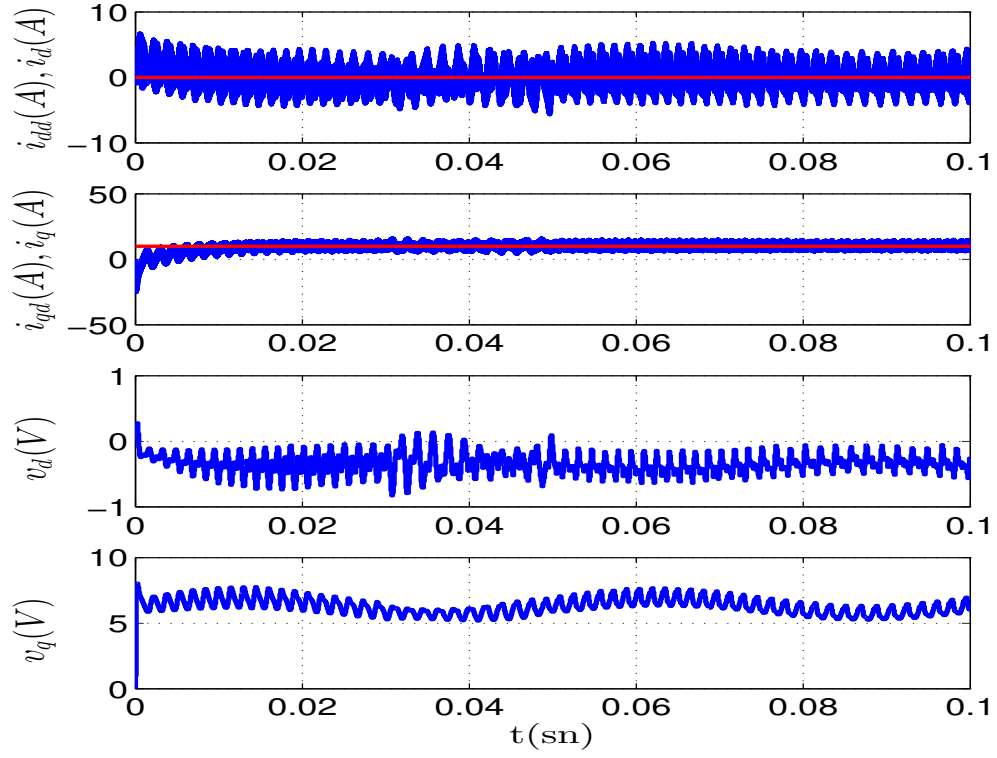
Sunulan benzetim sonuçları, önerilen periyodik kontrolcünün sabit ve periyodik belirsizlikler açısından dayanıklı olduğunu göstermektedir. Öte yandan, önerilen denetleyicinin SMSM elektrik dinamiğinde modellenmemiş dış periyodik zamanla değişen bozucularla başa çıkmadaki sağlamlığını göstermek için, SMSM akım dinamiğine bozucu sinyallerini içeren bir benzetim gerçekleştirilmiştir. Bu benzetim çalışmasında q -ekseninde istenen akım 30A alınmış, d -eksen akımı sıfırlanmıştır. dq -eksen akımlarının durum denklemlerinde yer aldığı varsayılan bozucu sinyalleri $0.2\sin(2\pi 500t)$ olarak kabul edilmektedir ve 0.03-0.05 sn arasında etkin olduğu varsayılmaktadır. Elde edilen sonuçlar, bozucuların neden olduğu geçici durum öncesi/sonrası ve kararlı durum yanıtlarını ayrı ayrı incelemek için 0.02-0.06 sn ve 0-0.1 sn için iki parça halinde sunulmaktadır. dq -eksen akımları ve uygulanan gerilimler için sistem yanıtı Şekil 4.8’de gösterilmektedir. Tüm uyarlanmış sinyallerinin değişimi Şekil 4.9’da sunulmaktadır. Bu sonuçlara göre, uygulanan bozucular ile performans ve tüm tahmin değerleri bozulmaktadır. Bununla birlikte, bozucu sinyalleri tarafından meydana gelen dalgalanmalar dq -eksen akımlarında mevcut olmasına rağmen, akım takip başarısı devam etmektedir. Ardından, öngörülemeyen sorunun sona ermesiyle istenen performans geri kazanılmaktadır. Bozucuların etkisi, çıkış momentinin RMS değerleri ve her periyot için hesaplanan dq -eksen akımları cinsinden de takip edilebilmektedir (bkz Şekil 4.10). Bozucu etkisinden sonra, uyarlamalı kontrolcü, periyodik belirsiz sinyalleri tahmin ederek ideal bir performansı sürdürmek için isterleri karşılamaktadır. Bu benzetim testi sonuçları, önerilen uyarlamalı kontrolcünün zamanla değişen harici bozucularla başa çıkma yeteneğini ortaya koymaktadır.

4.1.6 Sonuçlar

Bu tezin bu alt başlığı, değişken hızdaki belirsiz SMSM sürücülerindeki moment dalgalanmalarını en aza indirmek için periyodik güncellemeye dayalı uyarlamalı bir denetleyiciyi ele alınmaktadır. SMSM faz akımlarını düzenlemek için, ilk olarak SMSM’nin elektriksel modelindeki zaman koordinatı açısız yer değiştirmeye dönüştürülerek, sabit ve zamanla değişen belirsizlikler altındaki sistem dinamiği yeniden yazılmıştır. Bu işlem sonucunda, SMSM dinamiğindeki bilinmeyen periyodik işaretlerin zamanla değişen periyodu, bir döngü açısız yer değiştirmeye sabitlenmiştir. Daha sonra, hibrit diferansiyel periyodik uyarlama kuralı ve periyodik uyarlamaya sahip kontrolcü tanıtılmıştır. SMSM elektrik dinamiği için kapalı

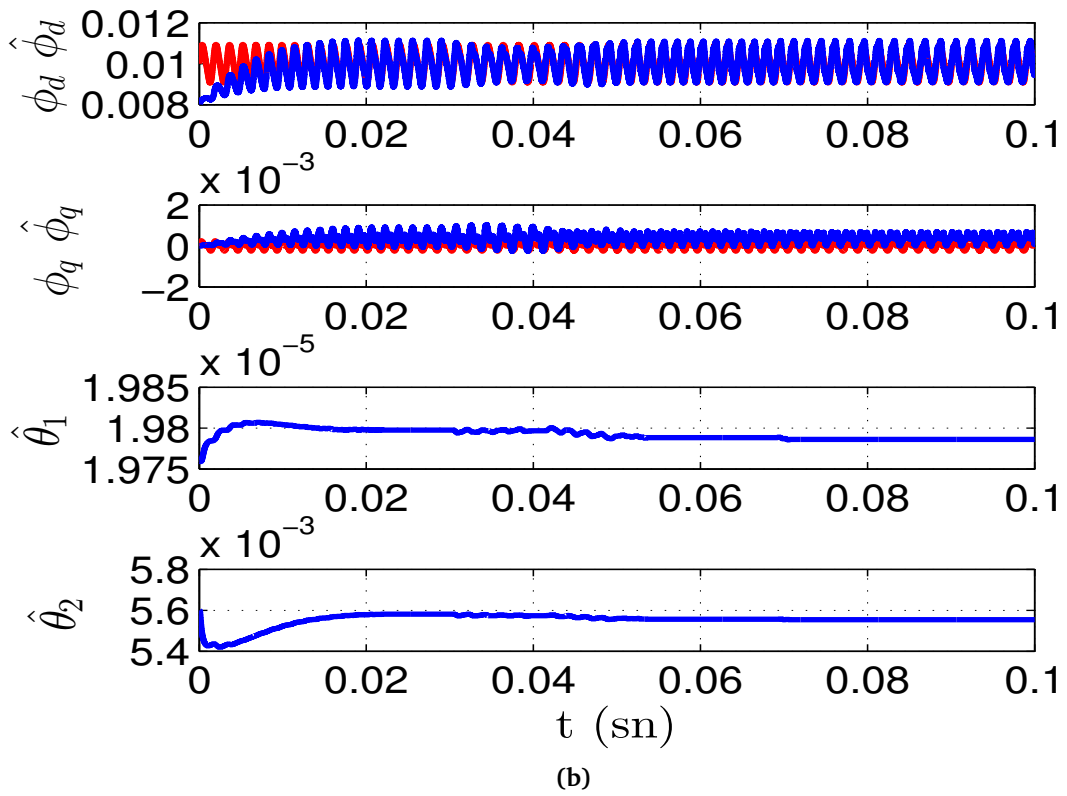
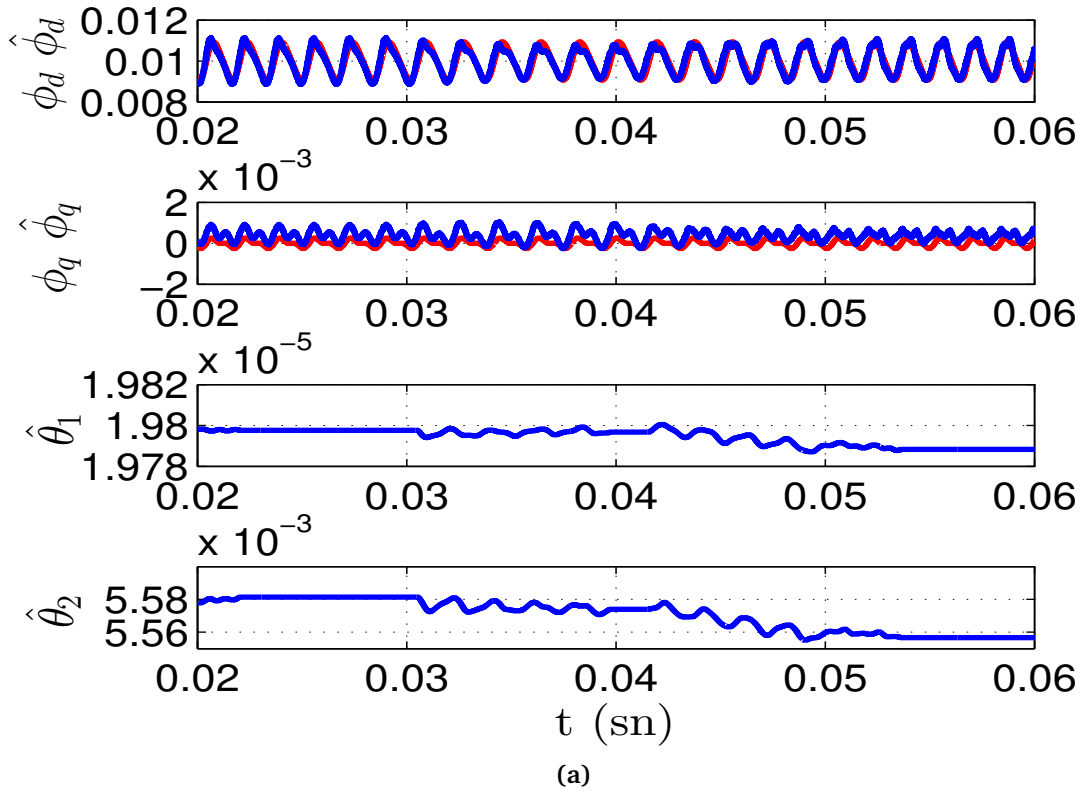


(a)

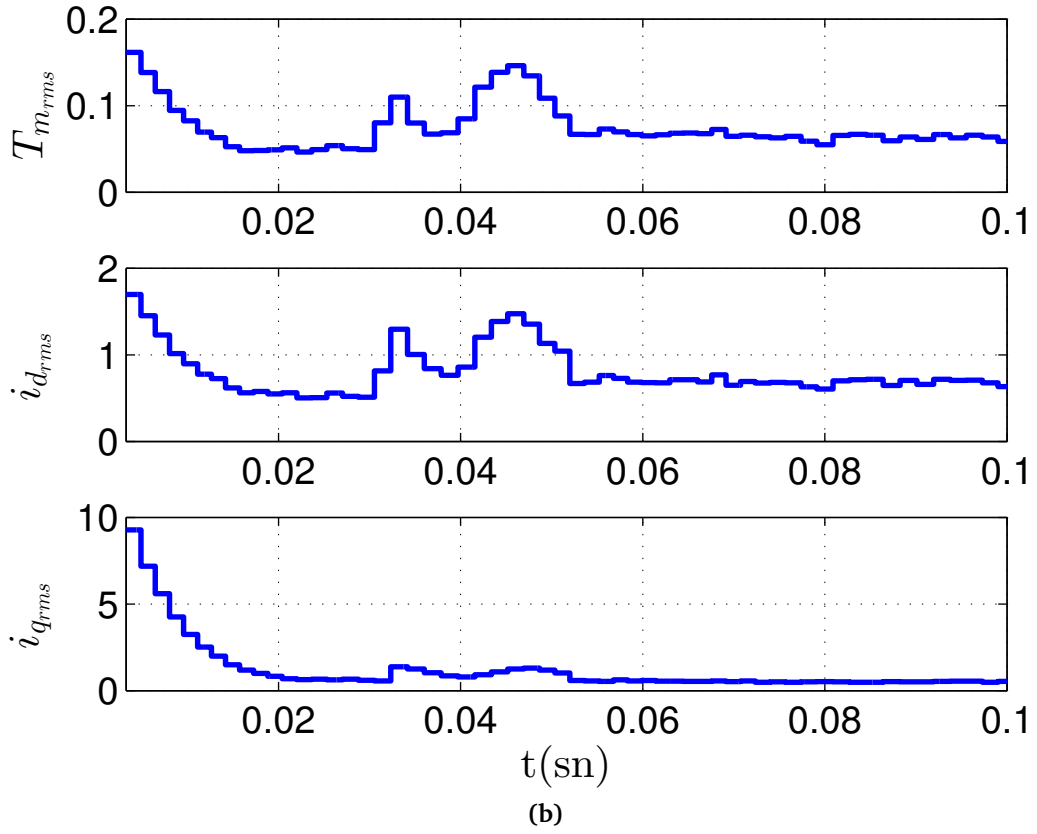
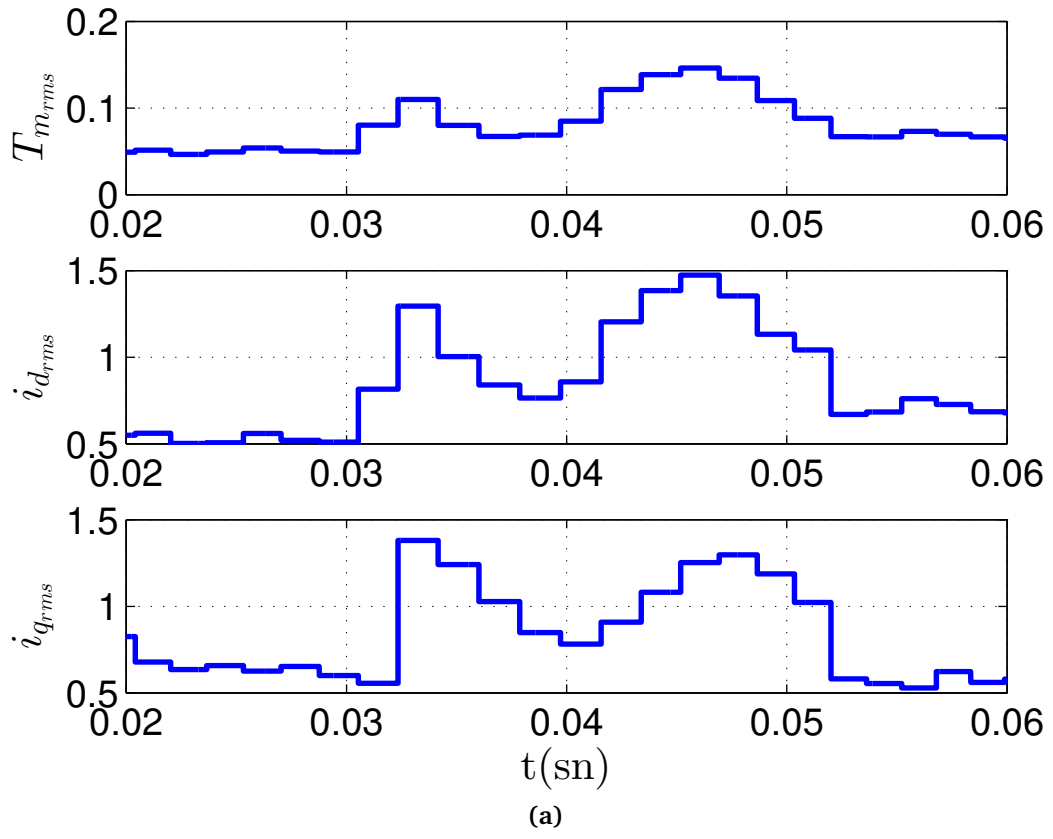


(b)

Şekil 4.8 Bozucu ile önerilen kontrolcü için akımları ve kontrol girişleri.



Şekil 4.9 Bozucu altında önerilen kontrolcüde uyarlanmış parametre değişimi.



Şekil 4.10 Bozucu altında uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.

döngü sisteminin monotonik yakınsaması Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli aracılığıyla ispatlanmıştır. Pratik uygulamadaki sorunlar dikkate alınarak detaylı benzetim çalışmaları, pratik çözümler sunan birçok farklı yaklaşımla SMSM sistemi üzerinde gerçekleştirilmektedir. Belirsiz sabit mıknatıslı senkron motor sürücülerini için önerilen regülatörün zamanla değişen periyodik sınırlı sinyallere karşı etkililiğini ve başarısını göstermek için kapsamlı sayısal benzetimler başarıyla gerçekleştirilmiştir.

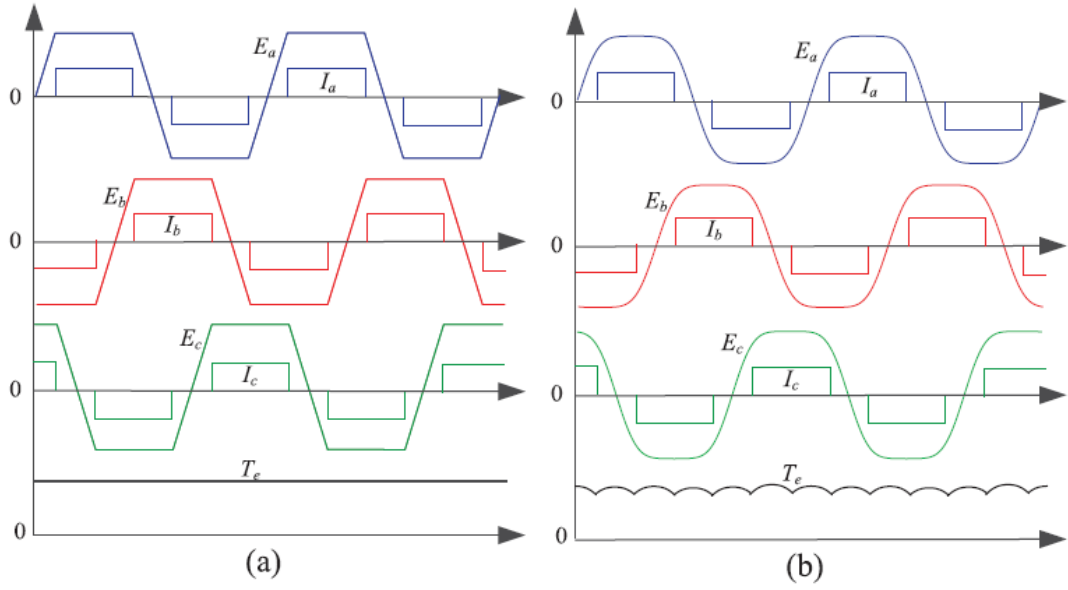
4.2 Fırçasız Doğru Akım Motoru

4.2.1 Literatür Özeti

Son yıllarda, otomotiv, havacılık, tıbbi donanım, ev aletleri vb. endüstriyel ve akademik uygulama alanları için fırçasız doğru akım motor (FDAM) sürücülerine talep sürekli artış göstermektedir. Artan popülerlikleri yüksek verimliliklerinden kaynaklanmaktadır ve güvenilirliğin yanı sıra uzun ömür, daha yüksek güç, moment yoğunlukları ve sürücü basitliği gibi diğer çekici özellikleri öne çıkmaktadır. Genel olarak fırçasız motorlar ve fırçalı motorlar arasındaki farklar; yüksek hıza ve yüksek moment verimliliğine sahip olmaları, sessiz çalışmaları ve bakımlarının kolay olması olarak sıralanabilmektedir. FDAM, rotor üzerinde kalıcı mıknatıslara ve yamuk biçimli zıt-EMK sinyallerine sahip bir tür senkron motordur.

FDAM'ların geleneksel kontrolünde, zıt-EMK sinyallerinin yamuk biçimli olduğu varsayılmaktadır. Bu nedenle, istenen sabit çıkış momentini üretmek için faz akımları, zıt-EMK ile senkron olacak şekilde, kare dalga biçiminde değişmelidir. Bununla birlikte, bu varsayım, tasarım adımlarındaki ödünler, üretim sınırlamaları ve manyetik malzemenin homojen olmaması nedeniyle tam olarak pratikte gerçekleşmemektedir. Bu nedenlerin yanı sıra, iyi bilindiği gibi, zıt-EMK sinyal şekli, bir motor tasarım prosedüründen diğerine, üst ve alt değerleri ve sinyal formlarındaki varyasyonlarla farklılık gösterebilmektedir. Böylece, faz akımlarının kare dalga şekline uygulanan ideal olmayan zıt-EMK sinyalindeki sapmalardan kaynaklanan çıkış momentinde birçok öngörülemeyen titreşim meydana gelmektedir (bkz Şekil 4.11). Öte yandan, akım kontrolcü sınırlaması nedeniyle komütasyon periyodunda yeterli akım sinyalleri üretilemez ve bunun neden olduğu istenmeyen etkiye komütasyon moment dalgalanması adı verilmektedir (J. Shi, T.-C. Li 2012; Türker, Khudhair 2017). FDAM'daki moment dalgalanmaları kaçınılmazdır ve günümüzde hassas uygulamaları gerçekleştirmek için moment titreşimlerini en aza indiren gelişmiş kontrol yaklaşımlarının gerekliliği önemli bir noktadır.

İdeal olmayan zıt-EMK işaret formlarının olumsuz etkileri literatürde kapsamlı bir şekilde ele alınmaktadır. FDA motorlarda moment dalgalanmasını en aza indirmek



Şekil 4.11 Kare işaret akımıyla tahrik edilen FDAM'ın akımları ve moment dalga formu. (a) İdeal zıt-EMK. (b) İdeal olmayan zıt-EMK.(X. Chen, G. Liu 2019).

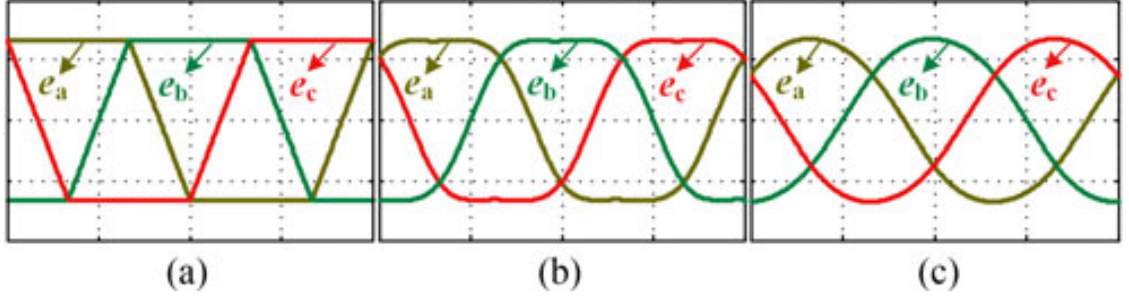
için ideal olmayan zıt-EMK sinyallerini hesaba katarak farklı birçok kontrol yöntemi literatürde önerilmektedir (Lu, Lei Zhang, W. Qu 2008; J. Fang, H. Li, Han 2012; S. M. Shakouhi, Mohamadian, Afjei 2013; Sheng et al. 2015). (Lu, Lei Zhang, W. Qu 2008) çalışmasında yazarlar tarafından, tabloya bakma (table look-up) ve doğrusal enterpolasyon (linear interpolation) ile elde edilen tahmini ideal olmayan zıt-EMK sinyalleri ile FDA motorunda moment dalgalanması için bir moment kontrolcüsü önerilmektedir. Başka bir çalışmada, FDAM'da moment dalgalanmasının indirgemesi için faz akımları, ideal olmayan zıt-EMK işaret biçimlerinin ölçülmesiyle kontrol edilmektedir (J. Fang, H. Li, Han 2012). Bir FDAM için moment titreşim indirgeme kontrolü, ölçülen rotor mekanik hız değerleri kullanılarak çevrimiçi (online) fazdan faza tahmin ile ideal olmayan yamuk zıt-EMK sinyallerinin anlık büyüklük değerlerine faz akımları enjekte edilerek sunulmaktadır (S. M. Shakouhi, Mohamadian, Afjei 2013). Yukarıda bahsedilen çalışmalarda, zıt-EMK işaret biçimlerinin sistem çalışması sırasında bilindiği veya ölçüldüğü varsayılmaktadır ve bu sinyallerin uygulanması, normalde ideal olmayan sinyaller önceden bilinmediğinde veya ölçülemediğinde doğrudan uygun olmayabilmektedir.

İdeal olmayan zıt-EMK harmonikleri ile en uygun faz hat akım işaret biçimlerini elde etmek için, FDAM sürücülerindeki numerik çözümlere dayanan birçok akım enjeksiyon yöntemi geliştirilmiştir. Ayrıca, ideal olmayan zıt-EMK sinyallerinin rotor konumuna bağlı olarak harmonikler içerdiğine ve bu sinyallerin Fourier serisindeki bir açılım kullanılarak yaklaşık bir fonksiyona genişletilebileceğine dikkat edilmelidir. Fırçasız motorlar için uyarlamalı bir moment kontrolcüsü, moment şekli periyodik

fonksiyonunun Fourier katsayılarının tahminine dayalı olarak sunulmaktadır (Aghili 2008). Yine, (M Shirvani Boroujeni, Markadeh, Soltani 2017) çalışmasında yazarlar tarafından, zıt-EMK'nin bilinen harmonik içerikleri ile değişken hızlı alternatif akım motorları için düşük dereceli moment dalgalanma harmoniklerini indirgeyen uyarlamalı bir kontrolcü önerilmektedir. FDAM sürücülerinde Fourier ayrıştırması gerçekleştirilerek elde edilen ideal olmayan zıt-EMK sinyalleri en uygun değer komütasyon kontrolcüsü önerilmektedir (X. Chen, G. Liu 2019). Bununla birlikte, standart olmayan zıt-EMK formları için yukarıda bahsedilen yaklaşımlar, pratik uygulamalarda birçok harmoniği içeren bu işaret formlarını gerçekte karşılayamaz, çünkü yaklaşık olarak seçilen katsayılar, hesaplama yükü nedeniyle keyfi bir yüksek harmonik katsayı değerine kadar sınırlandırılmaktadır.

Fırçasız doğru akım motor sürücüsünün temel kontrol amacı, üretilen momentinin regülasyonunu sağlamak için akımı kontrol etmektir. Literatürde FDAM sürücüler için, uyarlamalı kontrolcüler (Petrovic et al. 2000; Mohamed, El-Saadany 2008), anahtarlama-kazanım uyarlaması ile uyarlamalı ve kayan kip kontrol (Xia, G. Jiang, et al. 2015), dayanıklı uyarlamalı kontrol yapısı (H. Jin, J. Lee 2008), integral kayan kipli kontrol (Mojtaba Shirvani Boroujeni et al. 2017), anahtarlama vektör seçimi ile optimizasyon tabanlı kontrol (T. Shi et al. 2017), dayanıklı kontrol (Almeida et al. 2020), öngörülü kontrol (Valle et al. 2017), model öngörülü kontrol (Darba et al. 2015; EshkeVvari, Torkaman 2020), tahmin ve gözlemci tabanlı kontrolcüler (Kukrer 1996; K.-J. Lee et al. 2012; Mohamed, El-Saadany 2007; S.-J. Kang, Sul 1995) olarak birçok çalışmada moment dalgalanmalarını en aza indirmek için çeşitli akım kontrol yaklaşımları araştırılmaktadır. Bu referanslarda, ideal olmayan zıt-EMK sinyallerinin neden olduğu çıkış momentindeki istenmeyen dalgalanmalar, önerilen kontrolcü yapıları tarafından doğrudan zayıflatılmaktadır. Öte yandan, zıt-EMK işaret biçimlerini tahmin etmek için yüksek dereceli Luenberger gözlemcisi, değişken integral yapıli kontrol yapısı kullanılan optimizasyon akım kontrolü ile sunulmaktadır (Xia, Xiao, et al. 2013). Bir diğerk çalışmada, fazdan faza zıt-EMK sinyalleri tahmin edilmektedir ve motor fazlarına enjekte edilen akımlar, hataya dayanıklı kontrolcü ile elde edilmektedir (M. Shakouhi, Mohamadian, Afjei 2014). Bunların haricinde, zıt-EMK sinyallerinin kestirilmesi olmadan, literatürde ideal olmayan zıt-EMK sinyallerinin etkilerinin zayıflatılmasıyla ilgili çok sayıda eser bulunmaktadır.

Pratik uygulamalarda, yarı yamuk şeklinde veya bir sinüs dalgasına yakın şekilde olabilen (bkz Şekil 4.12) ideal olmayan zıt-EMK işaret formları, rotor konumu ile periyodiktir ve belirsiz olan yüksek dereceli harmonikleri içermektedir. Kesin bilinmeyen şekli ve harmonikleri ile, faz akımlarının ayarlanmasında zorluklara neden olmaktadır, bu nedenle moment dalgalanmaları meydana gelmektedir. Bu sorunların etkilerini en aza indirmek ve periyodik belirsizlikleri azaltmak için



Şekil 4.12 Üç farklı zıt-EMK dalga formu: (a) Yamuk dalga, (b) Yarı yamuk dalga, (c) Sinüs dalgasına yakın (T. Shi et al. 2017).

yinelemeli öğrenme ve tekrarlayan kontrol yöntemleri literatürde sunulmuştur (Y. Wang, Gao, Doyle III 2009; Mattavelli, Tubiana, Zigliotto 2005; Qian, Sanjib K Panda, Xu 2004). SMSM sürücüsünde moment titreşimlerini indirmek için, ideal olmayan zıt-EMK işaret biçimleriyle tekrarlayan akım kontrolü önerilmektedir (Mattavelli, Tubiana, Zigliotto 2005). SMSM sürücülerinde, harmonik akı nedeniyle oluşan periyodik moment dalgalanmalarını indirmek amacıyla denetleyici girişini değiştiren yinelemeli öğrenme denetleyicisi tanıtılmaktadır (Qian, Sanjib K Panda, Xu 2004). Literatürde ek olarak, periyodik referans sinyal ve açılal konuma bağlı belirsiz periyodik yük momentine sahip kalıcı mıknatıslı adım motorların konum kontrolü için tekrarlayan bir kontrol yöntemi önerilmiştir (Verrelli et al. 2016). Ayrıca, periyodik kontrol çeşitlerinden yinelemeli öğrenme, SMSM sürücülerini için bir araştırma çalışmasında sunulmaktadır (Sanjib K Panda, Xu, Qian 2008). Diğer taraftan, anahtarlamalı bir yapıya sahip olan FDAM sürücülerini için zıt-EMK sinyalleri gibi belirsiz periyodik bozucuların etkileri literatürde fazla dikkat çekmemiştir.

Genellikle sabit olan ve doğrusal parametrik olarak ifade edilmiş belirsiz parametrelere sahip dinamik sistemlerde yürütülen doğrudan uyarlamalı kontrol felsefesi, sıralı ve noktasal güncelleme mekanizmasına dayanmaktadır. Ancak sistemde periyodik bilinmeyen parametrelerin varlığında, belirsiz sinyalin periyodunun bilgisi bilinse bile standart kontrol yöntemi uygulanamamaktadır. Daha önce bahsedildiği gibi, bilinmeyen periyodik sinyal Fourier serisine genişletilebilir ve bilinen periyodikliğe sahip belirsiz sinyal sonsuz sayıda entegratör operatörü tarafından uyarlanabilmektedir. Bu yaklaşım yöntemi pratikte uygun olmadığından, periyodik belirsiz parametre için her bir periyot boyunca fark türü noktasal entegrasyona dayalı periyodik uyarlamalı kontrol yapısı, sürekli zamanlı tasarım (Xu 2004) ve ayrık zamanlı tasarım (Abidi, Xu 2008) ile tanıtılmıştır. Daha sonra, devrsel olarak periyodik parametre belirsizliklerinin/bozucularının üstesinden gelmek için dönel mekanik sistemlerdeki periyodik güncelleme geliştirilmiştir (Abidi, Xu 2008; Abidi 2014). Bununla birlikte, dinamik modelin yapısı nedeniyle bu çalışmalarda belirsiz

periyodik parametrelerin yapısı hakkında ön bilgi gerekmektedir. Sabit hızlı bir FDAM sürücüsünde, sabit periyodikliğe sahip periyodik uyarlamalı kontrolün varyantları, yalnızca bilinmeyen ideal olmayan zıt-EMK sinyallerinin doğru değerleri ile tahmin edilmesi için sürekli zamanlı (Adıgüzel, Türker 2019) ve ayrık zamanlı (Adıgüzel, Türker 2020) tasarımlar ile sunulmaktadır.

Bu çalışmanın alt bölümünde, değişken hızlı bir FDAM'ın elektromanyetik moment dalgalanmalarını indirmek için ideal olmayan fazlar arası zıt-EMK fonksiyonu işaret formlarını kestiren periyodik bir mekanizmaya dayanan uyarlamalı bir kontrol yapısı önerilmektedir. Ayrıca, sistem çıkışını etkileyen diğer sabit belirsizlikler doğrudan uyarlamalı kontrol ile telafi edilmektedir. Önerilen uyarlama, periyodik uyarlama tekniğinde anahtarlama modifikasyonu ile fazdan faza tahmini değerler elde edilmektedir ve, ideal olmayan zıt-EMK anlık değerleri kullanılarak faz akımlarına enjekte edilmektedir, böylece zıt-EMK işaret biçiminin ideal olmama etkisi çıkış momentini üzerinde zayıflatılmaktadır. Mevcut çalışmalardan farklı olarak ve bu alt örnek sistem özelinde bu çalışmanın katkıları şu şekilde özetlenebilir:

- İmalat aşamalarındaki farklı tip belirsizlikler genellikle motor dinamiğindeki zıt-EMK sinyallerini etkilemektedir. Bununla birlikte, bu sinyallerin doğası ile ilgili kesin bilgiler, aynı motor tipine sahip olsalar bile motorlar arasında değişebilmektedir. Bu fenomenin üstesinden gelmek için, bu sinyal dalga formlarının mevcut sürücü dinamiklerinde tümüyle bilinmediği kabul edilmiştir, ve bu sinyaller ile ilgili tek bilgi, rotorun açısız konumuna göre periyodiklik 2π değeridir.
- İleri kontrol yapısı, rotor açısız hızının değişmesi dikkate alınarak, FDAM akım dinamiğinde tüm durum denklemleri yeniden formüle edilmektedir. Değişken hızlı bir motor sürücüsünde tasarımı gerçekleştirmek için zaman değişkeni uygun bir differansiyel dönüşüm ile tüm sistem dinamiği rotor açısız hızına değiştirilerek incelenmektedir ve kararlılık analizi buna göre gerçekleştirilmektedir.
- İdeal olmayan zıt-EMK sinyallerinin neden olduğu moment dalgalanmaları ve komütasyon problemleri tek bir uyarlamalı kontrolcü tasarımı ile ele alınmaktadır. Böylece, önerilen kontrol yapısı, hem iletim hem de komütasyon periyotları sırasında çıkış momentini üzerindeki dalgalanmaları indirgeyebilmektedir.
- Anahtarlama dinamik modeli göz önüne alındığında, bir hibrit uyarlama şemasına dayalı olarak uyarlamalı bir denetleyici oluşturulmaktadır, ardından FDAM sürücüleri için önerilen denetleyicideki pratik konular özellikle

incelenmektedir. Dahası, uyarlamalı kontrol yapısı, FDAM sürücüsünün tüm ayrıntılarını ve özelliklerini içeren benzetimler aracılığıyla farklı değişken hız yörüngeleri altında kapsamlı bir şekilde benzetim çalışmaları gerçekleştirilmektedir.

Bu alt başlığın geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir. FDAM sürücülerin dinamik modeli tanıtıldıktan sonra, FDAM sürücülerin mevcut dinamiklerinde zaman değişkenini rotor açılal hızına değıştirerek sistemin dinamikleri yeniden oluşturulmaktadır. Sonraki bölümde, komütasyon anahtarlama olgusunu dikkate alan hibrit diferansiyel-periyodik kural tabanlı uyarlamalı kontrol yapısı oluşturulmaktadır. Bu bölümün ardından, önerilen denetleyicinin asimptotik yakınsama analizi bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli ile sunulmaktadır. Ardından, önerilen kontrolcü yapısının performansını göstermek için detaylı benzetim çalışmaları yapılmaktadır. Son olarak, bu örnek sistem için öne çıkan sonuçlar verilmektedir.

4.2.2 Fırçasız Doğru Akım Motor Modeli

Bu bölümde anahtarlmalı FDAM sürücü modeli detaylı olarak sunulmaktadır. Bu çalışmada yer alan FDAM sürücü modeli için bazı varsayımlar; her sargı için karşılıklı endüktansın sıfır olması, üç fazın direnç ve endüktans değerlerinin eşit olması, zıt-EMK işaretlerinin özdeş olmaları ve nötr motor geriliminin sıfır olması biçiminde verilmektedir. Fırçasız bir DC motor, klasik üç fazlı gerilim kaynağı evirici ve üç fazlı bir FDAM olarak modellenabilmektedir, eşdeğer devresi Şekil 4.13’de gösterilmektedir. Şekil üzerinde üç fazlı bir evirici ve motor fazları ile, bu fazlardan geçen akımlar tanıtılmaktadır. Fazlardan geçen uygun akımlar mıknatısların oluşturduğu manyetik alan ile birlikte fırçasız doğru akım motorunun çalışmasını sağlamaktadır.

FDAM sürücü elektriksel eşdeğer devresine ilişkin dinamik denklemler üç faz için

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a - e_a \quad (4.41)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b - e_b \quad (4.42)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c - Ri_c - e_c \quad (4.43)$$

olarak verilmektedir (Krishnan 2009). Ayrıca faz akımlarının toplamı için

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.44)$$

eşitliği de sağlanmaktadır ve burada i_a, i_b, i_c faz akımlarını, v_a, v_b, v_c faz gerilimlerini, R ve L sırasıyla her faz için direnç ve endüktans değerlerini ve e_a, e_b, e_c her faz için

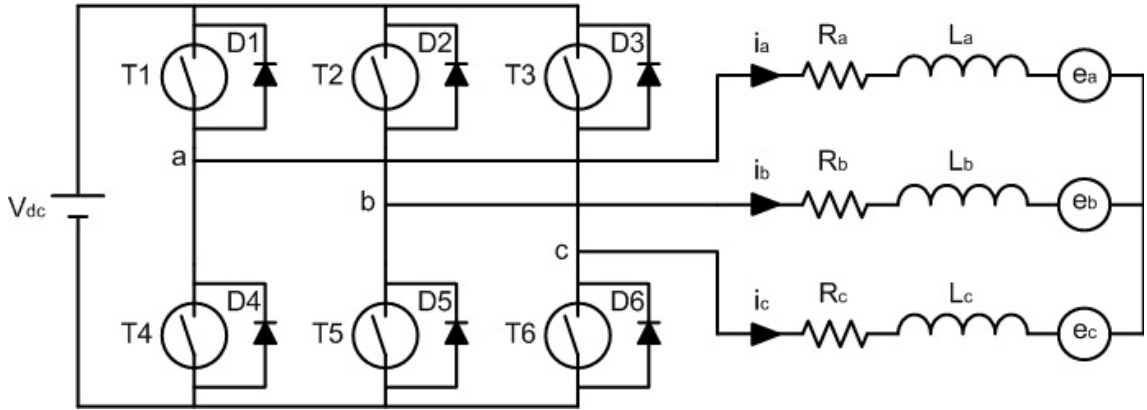
statorda indüklenen zıt-EMK işaretlerini göstermektedir. Bir FDAM mekaniğine ilişkin dinamik eşitlik ise

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_L - B\omega \quad (4.45)$$

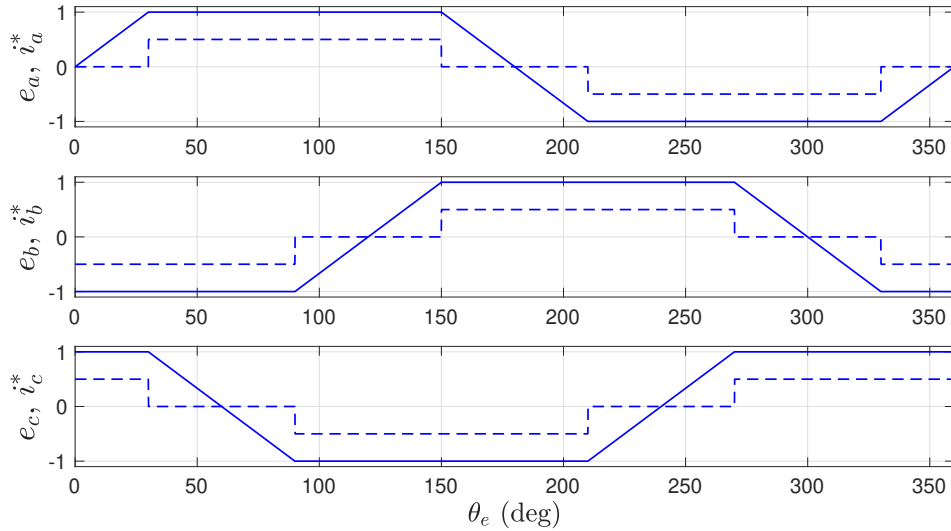
biçiminde verilebilmektedir ki T_m üretilen elektriksel momenti, T_L yük momentini, B viskoz sürtünme katsayısını, J atalet momentini, ω ise rotor açısai hızını ifade etmektedir. FDAM tarafından üretilen momentin ifadesi

$$T_m = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (4.46)$$

biçiminde verilmektedir.



Şekil 4.13 Eşdeğer FDAM Sürücüsü.



Şekil 4.14 Zıt-EMK sinyallerinin değişimi(kalın) ve istenilen faz akımları(kesikli).

Zıt-EMK sinyallerinin genliği rotor hızıyla orantılıyken, ideal zıt-EMK biçiminin FDAM'larda genellikle yamuk şeklinde olduğu düşünülmektedir. Buna göre ideal

durumda sabit bir çıkış momenti üretebilmek için istenen faz akımlarının yamuk bir forma sahip olması gerekmektedir. İdeal olmayan durumda, zıt-EMK sinyalleri yarı yamuk veya birçok harmonik içeren sinüs dalgasına yakın bir şekle sahiptir. Bu nedenle faz akımları yamuk işaret biçiminde olduğunda sabit bir moment çıkışı elde etmek mümkün değildir. Sonuç olarak, çıkış momenti zıt-EMK sinyalleri ve faz akımları ile doğrudan ilişkili olduğundan, bir akım kontrolcüsü zıt-EMK sinyallerinin yamuk olduğu varsayımı ile tasarlandığında çıkış momentinde dalgalanmalar meydana gelmektedir.

İdeal durumda sabit bir çıkış momenti elde etmek için ideal zıt-EMK sinyallerinin değişimi ve karşılık gelen faz akımının değişimi Şekil 4.14'de gösterilmektedir. Zıt-EMK sinyallerinin genliği motor hızıyla orantılı olarak değişmektedir, dolayısıyla bu sinyaller rotor hızıyla hem frekans hem de genlik bakımından değişmektedir. Zıt-EMK işaretlerinin elektriksel rotor açısı (θ_e) ve açısal hızına bağlı olarak değişimleri

$$e_a(\theta_e) = k_e f_a(\theta_e) \omega \quad (4.47)$$

$$e_b(\theta_e) = k_e f_b(\theta_e) \omega \quad (4.48)$$

$$e_c(\theta_e) = k_e f_c(\theta_e) \omega \quad (4.49)$$

biçiminde verilebilmektedir ve burada k_e zıt-EMK sabiti olarak tanımlanmaktadır. $f_a(\theta_e)$, $f_b(\theta_e)$ ve $f_c(\theta_e)$ ise zıt-EMK sinyalleriyle aynı işaret biçimine sahip olan ve -1 ve 1 arasında değişen normalize edilmiş yardımcı fonksiyonlardır. Yardımcı sinyaller (f_a, f_b, f_c), Şekil 4.16'da gösterilmektedir. Zıt-EMK sinyallerinin yardımcı fonksiyonları f_a , f_b ve f_c , bir FDAM'da bir elektriksel devirde 120° boyunca 1 değerini ve negatif 120° boyunca ise -1 değerini almaktadır. Ayrıca, her bir 60° için bu normalize edilmiş fonksiyonların diğeri ise 0 değerinde sabit değer almaktadır. 60° 'lik açı bölgeleri sektör olarak isimlendirilmektedir. Böylece bahsedilen sektörlerdeki uygun fazlara sabit elektrik akım verilmesi ile sabit çıkış momenti sağlanabilmektedir. Ancak bir FDAM sürücüsünde zıt-EMK işaretlerinin yamuk biçiminde olması mümkün değildir.

Ayrıca P kutup çifti sayısı ve θ rotor açısı olmak üzere, elektriksel ve mekanik açı arasındaki ilişki

$$\theta_e = P\theta \quad (4.50)$$

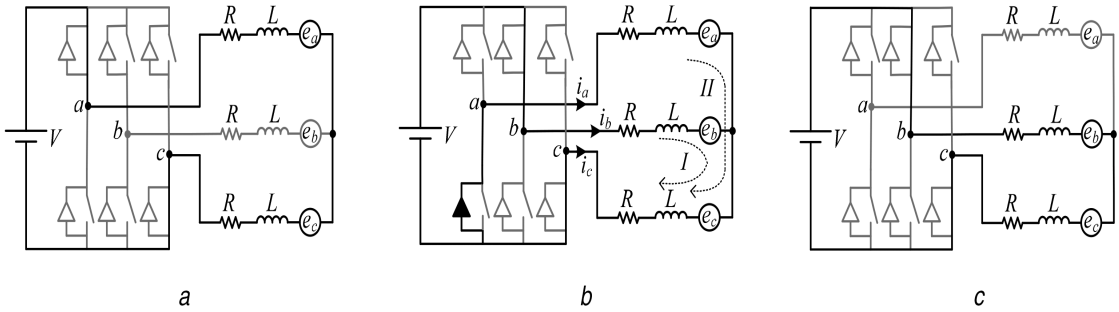
ile elde edilebilmektedir. (4.47)-(4.50) denklemleri kullanılarak (4.46) ile verilen moment ifadesi

$$T_e = k_e (f_a(\theta_e)i_a + f_b(\theta_e)i_b + f_c(\theta_e)i_c) \quad (4.51)$$

biçiminde düzenlenebilmektedir.

Bir FDAM sürücüsünde, güç kaynağı gerilimi ve akımı sınırlıdır, ve referans akımların anlık değişmesi sabit moment elde edilmesine engel olmaktadır. Her bir sektör sonunda bir faz kaynağın ilgili ucuna bağlanırken diğer bir fazın bağlantısı kesilmektedir. Bahsedilen fazların anahtarlanması komütasyon olarak adlandırılmaktadır. Bu işlemde, devreden ayrılan sargının kaynak ile ilişkisi tam olarak bitmemektedir. Bu sargı üzerinde depolanmış olan enerji bittikten sonra kaynak gerilimi iki sargıyı beslemektedir. Bu süreç bir elektrik devirde altı defa olmaktadır. Devreden ayrılan fazın depolanan sargı enerjisi bitimine kadar olan geçici süre komütasyon periyodu adlandırılmaktadır. Her bir sektör, iki periyottan oluşmaktadır (iletim ve komütasyon periyotları) ve bir elektrik devrinde altı sektör gerçekleşir.

FDA motorunda akım dinamikleri evirici ile değiştirildiği için iki farklı akım modeli ortaya çıkmaktadır. Üç tane olan akımlar, gelen (incoming, sıfır değerinden istenilen değere), giden (outgoing, istenilen değerden sıfıra) ve anahtarlanmayan (uncommutating, değişmeyen akım) fazlar olarak adlandırılmaktadır. Faz geçişleri sırasında, iletim ve anahtarlanmayan fazlar eviricinin ilgili anahtarları tarafından beslenirken, giden fazın enerjisi ters diyot ile kaynağa verilmektedir. Sonuç olarak, iletim periyotunda iki, komütasyon periyodunda ise üç faz aktif olmaktadır (bkz Şekil 4.15).



Şekil 4.15 Komütasyon dizisi: (a) Komütasyondan önce, (b) İki anahtar ve bir diyotla komütasyon, (c) Komütasyondan sonra (Lad, Chudamani 2018).

FDAM sürücülerinde komütasyon her 60° 'de elektronik olarak gerçekleşmektedir. Üç fazın tümü, komütasyon periyodu sırasında yürütülürken, iletim periyodu sırasında sadece iki faz aktiftir. Komütasyon, komütasyon moment dalgalanması olarak adlandırılan çıkış momentine doğrudan etki eden faz akımlarında ani ve beklenmedik bir dalgalanma getirmektedir. Buna ek olarak, komütasyonun bir sonucu, FDAM sürücü dinamikleri bir elektrik çevriminde on iki kez değiştirilmektedir. Bu nedenle, komütasyonun olumsuz etkilerini indirmek için ve ayrıca model anahtarlama ile başa çıkmak için bir strateji sağlanmalıdır.

Bu çalışmada komütasyon alt sistem modeli üzerinde herhangi bir kontrol

yapısı önerilmeksizin, sistem iki fazın devrede olduğu iletim modeli üzerinden kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmektedir. İletim alt sistemi üzerinden elde edilen kontrolcü yapılarının uygun biçimde düzenlenmesi ile komütasyon alt modelinin istenmeyen etkilerinin ve sistemdeki periyodik belirsizliklerin etkisinin indirgenmesi amaçlanmaktadır. Bu sebeple sadece iki fazın devrede olduğu varsayılmaktadır. Her üç faz için zıt-EMK sinyallerinin aynı olduğu kabul edildiğinden, devre denklemlerinin her 60° için (her bir sektör için) aynı olduğu ve tek değişikliğin faz indeksleri olduğu bilinmektedir. Analiz ve tasarım prosedürünü basitleştirmek için, x alt indisinin pozitif akımlı faz indeksini gösterdiği ve iletim periyodunda negatif akıma sahip faz için y indisinin kullanıldığı varsayılmaktadır. Bu şekilde, iki fazın iletimi için dinamik denklem

$$\theta_1 \frac{di_x}{dt} = v_x - \theta_2 i_x - f_{xy} \omega \quad (4.52)$$

biçiminde yeniden düzenlenebilmektedir ki burada $x, y \in \{a, b, c\}$, $x \neq y$, $\theta_1 = L$, $\theta_2 = R$ ve

$$f_{xy} = \frac{k_e}{2}(f_x - f_y) \quad (4.53)$$

$$v_x = \frac{v_a - v_b}{2} \quad (4.54)$$

ve

$$i_x = -i_y \quad (4.55)$$

olarak verilmektedir. (4.52) sistem dinamiği ile, elektriksel devreden koparılan faz akımının sıfır olduğu varsayılarak, iki aktif fazlı bir iletim periyodu için eşdeğer FDAM sürücü devresi modeli verilmektedir. Ayrıca f_{xy} , iletken fazların zıt-EMK sinyallerinin birleşimidir ve iletilen fazlar her 60° 'de anahtarlandığı için 60° periyodu olan periyodik bir sinyaldir. (4.52) içinde tanıtilen dinamiklere dayanarak, kontrolcü tasarım prosedüründe de sadece iki fazın yürütüldüğü varsayılmaktadır. Kontrol yapısında var olan periyodik uyarlama, etkisi modele dahil edilmese de komütasyon periyodunun etkilerini indirgeme yeteneğine sahiptir. Önerilen kontrol yapısı ayrıca, zıt-EMK sinyallerinde mevcut olan periyodik belirsizliklerin yanı sıra sürücü modelinde mevcut olan diğer sabit belirsizliklerle de ilgilenmektedir. Her üç fazın da zıt-EMK sinyallerinin aynı olduğu düşünüldüğünden, dinamik denklemler her 60° için oldukça benzerdir ve tek değişiklik faz endeksleri olmaktadır.

Bu çalışmada, üç fazın her biri için direnç ve endüktans sabit belirsizlikler olarak kabul edilmektedir ve zıt-EMK işaret formları ideal olmayan ve zamanla değişen periyodik belirsizlikler olarak kabul edilmektedir. Periyodik belirsizliklerin üstesinden gelmek için, motorun hızıyla doğrudan ilişkili olan bu sinyaller hakkında yalnızca bir periyot geriye dönük verileri kullanan periyodik bir güncelleme mekanizması önerilmektedir.

Sabit belirsizliklerin aksine, f_{xy} periyodik olarak rotor yer değiştirmesiyle değişen bir fonksiyon olduğundan ve değişken hızlı bir motorda rotor açısal hızının zamanla değiştirilmesinden dolayı sinyallerin periyodu sabit değildir. Bu nedenle, sabit periyotlu belirsiz periyodik işaret formlarını kestiren periyodik uyarlamalı kontrolcü bu problem için doğrudan uygun değildir. Bu sorunun üstesinden gelmek için, FDAM sürücülerinin mevcut dinamiklerine bir zaman değişkeni dönüşümü önerilmektedir. Bu zaman dönüşümü

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{di_x}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} \quad (4.56)$$

kullanılarak, $\omega \neq 0$ varsayımı ile

$$\frac{di_x}{d\theta_e} = \frac{1}{\omega} \frac{di_x}{dt} \quad (4.57)$$

şeklinde verilmektedir. Zaman değişkeni dönüşümü (4.57) yürütülerek, (4.52)

$$\theta_1 \frac{di_x}{d\theta_e} = \frac{1}{\omega} v_x - \theta_2 \frac{1}{\omega} i_x - f_{xy} \quad (4.58)$$

şeklinde tekrar düzenlenebilmektedir.

Bir sonraki bölümde, sabit ve periyodik zamanla değişen belirsizlikler varlığında değişken hızlı FDAM sürücüler için anahtarlama fenomeni dikkate alınarak çıkış moment dalgalanmasını indirmek için ardışık periyotlarda noktasal olarak periyodik bir uyarlama kuralına sahip bir uyarlamalı akım kontrolcüsü önerilmektedir.

4.2.3 Kontrol Yapısı

FDAM sürücüsü için önerilen uyarlamalı kontrol yapısı bu bölümde verilmektedir. Denetleyici, moment dalgalanmaları açısından belirsizliklerin etkisini indirmek için moment çıkışını düzenlemektedir ve denetleyicinin FDAM sürücüsünün elektrik eşdeğeri temelinde önerilen kontrol yapısı tasarlanmaktadır. Kontrolcü tasarım şemasında sistem mekanik dinamiği dikkate alınmasa da, bu mekanik dinamik tamamen göz ardı edildiği anlamına gelmemektedir. Bu, çıkış moment kontrolünde genel bir yaklaşımdır (bkz J. Shi, T.-C. Li 2012–S. M. Shakouhi, Mohamadian, Afjei 2013) ve hız kontrolü durumunda kontrol yapısını uygun şekilde değiştirmeden önce referans moment sinyali oluşturulmalıdır. Bu çalışmanın alt başlığında amaç periyodik olarak değişen belirsiz zıt-EMK sinyaline sahip bir FDAM sürücüsünde çıkış momentini kontrol etmektir. Kontrolcü tasarımı için öncelikle hata dinamikleri türetilmektedir.

Faz akımları için hata sinyali

$$i_e = i_{x_d} - i_x \quad (4.59)$$

tanımlanmaktadır. Burada i_{x_d} istenen çıkış momentine uygun olarak elde edilmiş istenen faz akımını göstermektedir. (4.59)'un açısal değiştirmeye göre türevi alınır ve (4.58) denkleminde yerine konulursa, faz akımı hata dinamikleri

$$\theta_1 \frac{di_e}{d\theta_e} = \theta_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} + \theta_2 \frac{i_x}{\omega} + f_{xy} - \frac{v_x}{\omega} \quad (4.60)$$

biçiminde türetilabilmektedir ve burada f_{xy} , bilinen bir periyoda (2π) sahip belirsiz periyodik bir sinyaldir; v_x ise ilgili faza ait gerilimi göstermekte ve kontrol girişi olarak kabul edilmektedir. Anahtarlamalı FDAM sürücüsü için sunulan uyarlamalı kontrol yapısının oluşturulmasında, $f_{xy}(\theta_e) = f_{xy}(\theta_e - 2\pi)$ periyodik özelliğini dikkate alan bu yaklaşım ile, $\theta_e \rightarrow \infty$ için $e \rightarrow 0$ hedefleyen uyarlamalı bir kontrolcü elde edilebileceği düşünülmektedir. Sabit belirsiz parametreler (θ_1 , θ_2) ve periyodik belirsiz sinyaller (f_{xy}) için tahmin hataları, $\hat{f}_{xy}$, $\hat{\theta}_1$ ve $\hat{\theta}_2$, sırasıyla f_{xy} , θ_1 ve θ_2 için uyarlama sinyallerini göstermek üzere,

$$\tilde{f}_{xy} = \hat{f}_{xy} - f_{xy} \quad (4.61)$$

$$\tilde{\theta}_1 = \hat{\theta}_1 - \theta_1 \quad (4.62)$$

$$\tilde{\theta}_2 = \hat{\theta}_2 - \theta_2 \quad (4.63)$$

şekilde tanımlanabilmektedir. Sonrasında, uyarlamalı kontrol yasası

$$v_x = \omega \left(\kappa i_e + \hat{\theta}_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} + \hat{\theta}_2 \frac{i_x}{\omega} + \hat{f}_{xy} \right) \quad (4.64)$$

şeklinde tasarlanmaktadır. Burada, hibrit differensiyel-periyodik uyarlama kuralları

$$\hat{f}_{xy}(\theta_e) = \begin{cases} \hat{f}_{xy}(\theta_e - 2\pi) + q_1 i_e, & \theta_e \in [2\pi, \infty) \\ q_0(\theta_e) i_e, & \theta_e \in [0, 2\pi) \end{cases} \quad (4.65)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_1}{d\theta_e} = q_2 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} i_e \quad (4.66)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_2}{d\theta_e} = q_3 \frac{i_x}{\omega} i_e \quad (4.67)$$

biçiminde verilebilmektedir. Ayrıca, $q_1 > 0$ sabit bir kazanç, q_0 ise $q_0(0) = 0$ ve $q_0(2\pi) = q_1$, $\forall \theta_e \geq 2\pi$ olmak üzere pozitif, sürekli, zamanla değişen θ_e açısal yer değiştirmeye bağlı bir kazanç, q_2 ve q_3 pozitif sabit uyarlama kazançlarını

ve κ de pozitif bir kontrolcü kazancını göstermektedir. Periyodik uyarlama mekanizması, $f_{xy}(\theta_e) = f_{xy}(\theta_e - 2\pi)$ özelliğine sahip olduğu için 2π periyod değeri ile güncellenmektedir.

FDAM sürücülerinin dijital veri ölçümlerine dayalı gerçek zamanlı uygulamaları hesaba katıldığında, hibrit diferansiyel periyodik uyarlama kurallarına sahip önerilen uyarlamalı kontrolcü, periyodik uyarlama kuralı ve kontrol sinyali sürekli zamanda tasarlandığından, doğrudan uygulanabilir değildir. Bu nedenle, (4.65) için periyodik uyarlama kanununda pratik bir değişiklik yapılmalıdır. Bu sorunu çözmek için her periyotta aynı sayıda uyarlama kuralı kullanılmaktadır. Belirsiz sinyal işaret formları için, bir periyotta ölçülen noktaların sayısı N ise, o zaman dijital modifikasyon periyodik uyarlama kuralı şu şekilde oluşturulabilir:

$$\hat{f}_{xy}(k) = \begin{cases} \hat{f}_{xy}(k - 2\pi) + q_1 i_e(k), & k \geq N \\ q_0(k) i_e(k), & k < N \end{cases} \quad (4.68)$$

burada $k = 0, 1, 2, \dots$ anlık örnekleme noktalarını göstermektedir. Burada N 'nin belirsiz sinyalin her periyodu için örnek sayısını verdiği ve periyottan bağımsız olarak sabit olduğu dikkat çeken bir önemli noktadır. Periyot motor hızıyla değiştiği için böyle pratik bir çözüm gereklidir ve sürücü özelliklerine bağlı olarak N seçilmelidir.

Önerilen kontrol yapısı her ne kadar dijital bir uygulama için uygun olsa da, bu yaklaşım hala doğrudan FDAM sürücüyü uygulanabilir değildir, çünkü her 60° 'de meydana gelen komütasyon sebebiyle dinamik model değişmektedir. Bu nedenle, (4.65) eşitliği ile sunulan uyarlama kuralı, anahtarlama fenomeninin etkilerini indirmek üzere düzenlenmelidir. Önceki bölümde belirtildiği gibi, (4.64) ile verilen kontrol sinyali FDAM sürücüsüne uygulandığında, ilgili faz akımında hataya neden olan komütasyon sonrası kısa bir süre boyunca üç faz devrede olmaktadır. Ancak, uyarlama kuralının anahtarlama hakkında bilgisi olmadığından, bu hatayı dikkate almakta ve uyarlama üzerinde istenmeyen bir hata oluşmaktadır. Bunun yerine, iki model arasında bir anahtarlama gerçekleştiğinde periyodik uyarlama durdurulabilir. Zıt-EMK sinyallerinin sürekli olmasından dolayı bu duraklamanın uyarlamaya olumsuz bir etkisi bulunmayacaktır. Sonuç olarak, (4.68) ile verilen uyarlama kuralı, model anahtarlama zamanlarını ($\bar{\sigma}$) da hesaba katacak şekilde

$$\hat{f}_{xy}(k) = \begin{cases} \hat{f}_{xy}(k - 2\pi) + q_1 i_e(k), & k \geq N \quad \& \quad \bar{\sigma} = 0 \\ q_0(k) i_e(k), & k < N \quad \& \quad \bar{\sigma} = 0 \\ \hat{f}_{xy}(k - 1) & \bar{\sigma} = 1 \end{cases} \quad (4.69)$$

olarak düzenlenmektedir. Burada $\bar{\sigma} = 0$, $i - 1$ ve i zamanları arasında hiçbir

anahtarlama olmadığını, $\bar{\sigma} = 1$ ise, $i - 1$ ile i zamanları arasında bir anahtarlama olduğunu belirtmektedir. Farklı bir ifadeyle, $\bar{\sigma} = 0$, $k - 1$ ve k iki örnekleme anı arasında komütasyon nedeniyle model değiştirme olmadığı anlamına gelir, $\bar{\sigma} = 1$ ise $k - 1$ ve k iki örnekleme anı arasında anahtarlanan bir modelin oluşumu anlamına gelmektedir. $\bar{\sigma} = 1$ 'in her 60° 'de iki kez gerçekleştiğine dikkat edilmelidir, çünkü komütasyon her 60° 'de yalnızca bir kez gerçekleşmektedir. İstenmeyen titreşimin uyarlanmış parametrelere yansımaları, $\bar{\sigma}$ anahtarlama sinyali aracılığıyla (4.69)'da sunulan modifikasyonla önlenmektedir.

Yardımcı sinyallerinin uyarlama hatası $\tilde{f}_{xy} = \hat{f}_{xy} - f_{xy}$ biçiminde tanımlanıp, uyarlamalı kontrol kuralı (4.64), periyodik uyarlama kuralı (4.65) ve sabit belirsiz parametreler için uyarlama kuralları (4.66)-(4.67), FDAM'ın hata dinamiği (4.60)'da yerine konularak, kapalı çevrim sistem dinamikleri

$$\theta_1 \frac{di_e}{d\theta_e} = -\kappa i_e - \tilde{\theta}_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} - \tilde{\theta}_2 \frac{i_x}{\omega} - \tilde{f}_{xy} \quad (4.70)$$

olarak elde edilebilmektedir. Bir sonraki bölümde, kapalı döngü sisteminin periyodik monotonik yakınsaması, $\bar{\sigma}$ -modifikasyon ve diferansiyel uyarlama kuralları ile analiz edilmektedir.

4.2.4 Yakınsama Analizi

Hibrit diferansiyel ve $\bar{\sigma}$ -modifiye edilmiş periyodik uyarlama kuralları ile faz akımlarını düzenleyen uyarlamalı kontrolün yakınsama özelliği bu bölümde sunulmaktadır. Kapalı döngü sisteminin yakınsama özelliğini kanıtlamak için, pozitif tanımlı Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli

$$V(i_e, \tilde{f}_{xy}) = \frac{1}{2} \theta_1 i_e^2(\theta_e) + \frac{1}{2q_1} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{f}_{xy}^2(\tau) d\tau + \frac{1}{2q_2} \tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{2q_3} \tilde{\theta}_2^2 \quad (4.71)$$

şeklinde tanımlansın. Pozitif tanımlı $V(i_e, \tilde{f}_{xy})$ fonksiyonunun bir periyot boyunca farkı

$$\Delta V(\theta_e) = V(\theta_e) - V(\theta_e - 2\pi) \quad (4.72)$$

şekilde yazılabilmektedir. Kapalı çevrim hata dinamiği (4.70) kullanarak, (4.71) pozitif tanımlı fonksiyonelin ilk parçasının bir periyot üzerindeki farkı

$$\begin{aligned}
\Delta V_1(\theta_e) &= \frac{1}{2}\theta_1 i_e^2(\theta_e) - \frac{1}{2}\theta_1 i_e^2(\theta_e - 2\pi) \\
&= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \theta_1 i_e(\tau) \frac{di_e(\tau)}{d\theta_e} d\tau \\
&= - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \kappa i_e^2(\tau) d\tau - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} i_e(\tau) \left(\tilde{\theta}_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} + \tilde{\theta}_2 \frac{i_x}{\omega} + \tilde{f}_{xy}(\tau) \right) d\tau \quad (4.73)
\end{aligned}$$

şekilde ifade edilebilmektedir. Yakınsama analizine devam edebilmek için, matematiksel eşitlik $(x - y)^2 - (z - y)^2 = (z - x)[2(y - x) + (x - z)]$ ve sistem kontrolünde bilinmeyen periyodik sinyalin periyodiklik karakteristiği özelliği ($f_{xy}(\theta_e) = f_{xy}(\theta_e - 2\pi)$) kullanılarak, ve periyodik uyarılama kuralı (4.65)'de yerine konularak, (4.71) pozitif tanımlı denklemin ikinci parçasının bir periyot boyunca farkı

$$\begin{aligned}
\Delta V_2(\theta_e) &= \frac{1}{2q_1} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} (\tilde{f}_{xy}^2(\tau) - \tilde{f}_{xy}^2(\tau - 2\pi)) d\tau \\
&= \frac{1}{2q_1} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} [\hat{f}_{xy}(\tau - 2\pi) - \hat{f}_{xy}(\tau)] \{2[f_{xy}(\tau) \\
&\quad - \hat{f}_{xy}(\tau)] + \hat{f}_{xy}(\tau) - \hat{f}_{xy}(\tau - 2\pi)\} d\tau \\
&= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \left(\tilde{f}_{xy}(\tau) i_e(\tau) - \frac{q_1}{2} i_e^2(\tau) \right) d\tau \quad (4.74)
\end{aligned}$$

biçiminde elde edilebilmektedir. (4.71) pozitif tanımlı denklemin üçüncü ve dördüncü parçalarının bir periyot boyunca farkı, diferansiyel uyarılama mekanizmaları (4.66) ve (4.67) kullanılarak,

$$\begin{aligned}
\Delta V_3(\theta_e) &= \frac{1}{2q_2} (\tilde{\theta}_1^2(\theta_e) - \tilde{\theta}_1^2(\theta_e - 2\pi)) \\
&= \frac{1}{q_2} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_1 \frac{d\tilde{\theta}_1}{d\theta_e} d\tau \\
&= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} i_e d\tau \quad (4.75)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Delta V_4(\theta_e) &= \frac{1}{2q_3} (\tilde{\theta}_2^2(\theta_e) - \tilde{\theta}_2^2(\theta_e - 2\pi)) \\
&= \frac{1}{q_3} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_2 \frac{d\tilde{\theta}_2}{d\theta_e} d\tau \\
&= \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \tilde{\theta}_2 \frac{i_x}{\omega} i_e d\tau
\end{aligned} \tag{4.76}$$

biçiminde oluşturulabilmektedir. Eğer pozitif tanımlı (4.71) fonksiyonelinin bir periyot boyunca farkı $\Delta V(\theta_e) = \sum_{i=1}^4 \Delta V_i(\theta_e)$ ile tekrar organize edilirse, (4.72) denklemi

$$\Delta V(\theta_e) = - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \kappa i_e^2(\tau) d\tau - \frac{q_1}{2} \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} i_e^2(\tau) d\tau \tag{4.77}$$

$$\Delta V(\theta_e) \leq - \int_{\theta_e - 2\pi}^{\theta_e} \kappa i_e^2(\tau) d\tau < 0 \tag{4.78}$$

biçimini almaktadır. (4.77) içindeki uyarılama kazancı (q_1) içeren son terimin, kararlılık sonucunu değiştirmeyen (4.78)'i elde etmek için elimine edildiğine dikkat edilmelidir. Bununla birlikte, q_1 , κ kullanılarak telafi edilebilen hatanın yakınsama hızı üzerinde bir etkiye sahiptir. Öte yandan, (4.77) ve (4.78), doğrudan uyarlamalı kontrolcü tasarım prosedürünün sonucunun bir parçası olan başka herhangi bir uyarılama kazancı içermemektedir. Sonrasında, buraya kadar olan analiz $\theta_e \in [2\pi i, 2\pi(i+1)]$ aralığında tanımlanabilecek tüm periyot aralıkları için tekrarlanabilmektedir. Yani, her ardışık periyot için (4.71) farkına karşılık gelen (4.72)'de tanımlanan farkın, akım takip hatası açısından negatif olduğunu göstermektedir. Bu sonuç $\theta_e \in [2\pi, \infty)$ aralığında her periyot için geçerli olduğundan, $\theta_{e_0} = \theta_e - 2\pi i$ tanımı ile,

$$V(i_e, \tilde{f}_{xy}) = V(\theta_{e_0}) + \sum_{j=0}^{i-1} \Delta V(\theta_e - j2\pi), \quad \theta_e \in [2\pi i, 2\pi(i+1)] \tag{4.79}$$

şeklinde bir pozitif tanımlı fonksiyonel yazılabilmektedir ve herhangi bir $\theta_e \in [0, 2\pi)$ için

$$V(i_e, \tilde{f}_{xy}) \leq V(\theta_{e_0}) - \sum_{j=0}^{i-1} \int_{\theta_e - (j+1)2\pi}^{\theta_e - j2\pi} \kappa i_e^2(\tau) d\tau \tag{4.80}$$

elde edilebilmektedir. Dolayısıyla, V pozitif tanımlı bir fonksiyonel olduğundan, V fonksiyonel

$$\lim_{\theta_e \rightarrow \infty} V(i_e, \tilde{f}_{xy}) \leq \max_{\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)} V(\theta_{e_0}) - \lim_{i \rightarrow \infty} \sum_{j=0}^{i-1} \int_{\theta_e - (j+1)2\pi}^{\theta_e - j2\pi} \kappa i_e^2(\tau) d\tau \tag{4.81}$$

şeklinde sınırlandırılmışsa, (4.80) denklemindeki serilerin toplamının yakınsak olduğu sonucuna varılabilmektedir. Öyleyse, $\theta_e \rightarrow \infty$ giderken

$$\int_{\theta_e-2\pi}^{\theta_e} i_e^2(\tau) d\tau \rightarrow 0 \quad (4.82)$$

ifadesi, serilerin yakınsama teoremine göre elde edilebilmektedir. Şimdi, yakınsama analizini tamamlamak için $\max_{\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)} V(\theta_{e_0})$ ifadesinin sınırlılığının gösterilmesi gerekmektedir.

(4.71) pozitif tanımlı fonksiyonelin $\theta_e \in [0, 2\pi)$ ilk periyot aralığındaki sınırlılığını göstermek için, (4.71)'in θ_e değişkenine göre türevi

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\theta_e} &= \theta_1 i_e \frac{di_e}{d\theta_e} + \frac{1}{2q_1} \tilde{f}_{xy}^2(\theta_e) + \frac{1}{q_2} \tilde{\theta}_1 \frac{d\tilde{\theta}_1}{d\theta_e} + \frac{1}{q_3} \tilde{\theta}_2 \frac{d\tilde{\theta}_2}{d\theta_e} \\ &= -\kappa i_e^2 - i_e \left(\tilde{\theta}_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} + \tilde{\theta}_2 \frac{i_x}{w} + \tilde{f}_{xy} \right) + \frac{1}{2q_1} \tilde{f}_{xy}^2 + \tilde{\theta}_1 \frac{di_{x_d}}{d\theta_e} i_e + \tilde{\theta}_2 \frac{i_x}{w} i_e \\ &= -\kappa i_e^2 - i_e \tilde{f}_{xy} + \frac{1}{2q_1} \tilde{f}_{xy}^2 \end{aligned} \quad (4.83)$$

şeklinde elde edilebilmektedir. Bu aşamada, $\theta_e \in [0, 2\pi)$ aralığında tasarlanan uyarılama kuralı ($\hat{f}_{xy}(\theta_e) = q_0 i_e$) kullanılarak,

$$\begin{aligned} \frac{dV}{d\theta_e} &= -\kappa i_e^2 - \frac{1}{q_0} \hat{f}_{xy} \tilde{f}_{xy} + \frac{1}{2q_1} \tilde{f}_{xy}^2 \\ &= -\kappa i_e^2 - \frac{1}{q_0} (\hat{f}_{xy} + f_{xy} - f_{xy}) \tilde{f}_{xy} + \frac{1}{2q_1} \tilde{f}_{xy}^2 \\ &= -\kappa i_e^2 - Q \tilde{f}_{xy}^2 - \frac{1}{q_0} f_{xy} \tilde{f}_{xy} \end{aligned} \quad (4.84)$$

elde edilmektedir ve burada $Q = ((q_0^{-1}) - q_1^{-1}/2) > 0$ şeklinde tanımlanmıştır. $f_{xy} \tilde{f}_{xy}$ terimine Young eşitsizliği uygulanarak, ve herhangi bir $p > 0$ ile

$$\frac{1}{q_0} f_{xy} \tilde{f}_{xy} \leq \frac{p}{q_0} \tilde{f}_{xy}^2 + \frac{p}{4q_0} f_{xy}^2 \quad (4.85)$$

şeklinde yazılmaktadır. p değeri $0 < \frac{p}{q_0} < Q$ seçimi altında,

$$\frac{dV}{d\theta_e} \leq -\kappa i_e^2 - \tilde{f}_{xy}^2 \left(Q - \frac{p}{q_0} \right) + \frac{1}{4pq_0} f_{xy}^2 \quad (4.86)$$

elde edilmektedir. f_{xy} bilinmeyen sinyal periyodik olduğu için, f_{xy} sonlu olarak

sınırlıdır, yani $f_{xy} \leq f_{xyM}$, $\theta_e \in [0, 2\pi)$ geçerli olmaktadır. Böylece, $\frac{dV}{d\theta_e}$ ifadesi

$$S = \{\kappa i_e^2 + \tilde{f}_{xy}^2 \left(Q - \frac{\gamma}{q_0} \right) \leq \frac{1}{4\gamma q_0} f_{xyM}^2 \mid (i_e, \tilde{f}_{xy}) \in \mathcal{R}^2\}$$

tanımlanan kompakt küme dışarısında negatif değerlere sahip olmaktadır. Böylece, pozitif tanımlı fonksiyonel V 'nin $\theta_{e_0} \in [0, 2\pi)$ aralığında sınırlı olduğunu sonucuna varılabilmektedir.

Bu analizlere ek olarak, FDAM sürücüsünde komütasyon anahtarlama gerçekleştiğinde, yani $\bar{\sigma} = 1$ olduğunda uyarlama kuralı duraklatılmıştır, böylece komütasyon dalgalarının bilinmeyen periyodik sinyalin uyarlanan değerleri üzerindeki olumsuz etkisi giderilmektedir. Uyarlama durdurma işlemi, anahtarlama süresince devam ettirilmektedir ve oldukça kısa bir süre için gerçekleşmektedir. Bu kısa sürede uyarlama değeri sabit bir değer almaktadır ve iletim periyodu başlayana kadar sınırlı bir sabit değer ile devam etmektedir.

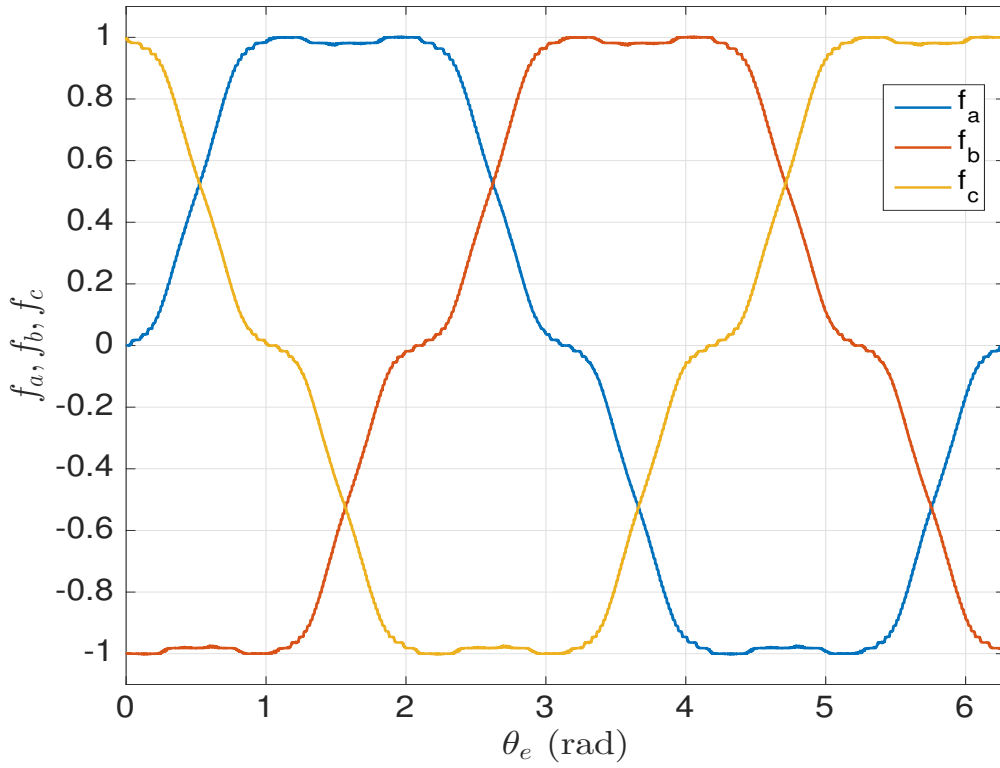
Sonuç olarak, θ_e sonsuza giderken, FDAM akımlarının izleme hataları asimptotik olarak sıfıra yakınsamaktadır ve ispat burada tamamlanmaktadır.

4.2.5 Benzetim Sonuçları

FDAM sürücülerinin moment döngüsü kontrolü için önerilen kontrolcü yapısının performansını göstermek amacıyla, birkaç farklı benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu benzetim çalışmalarında FDAM sürücülerinin mekanik kısmı göz ardı edilmiştir, ancak rotor hızı değişken hız olarak kabul edilmektedir. Faz endüktansı ve faz direnci parametreleri $L = 2.5$ mH ve $R = 0.58\Omega$ olarak atanmıştır. FDAM fazlar arası gerilimleri ve faz akımları için nominal değerleri sırasıyla 24V ve 3A olarak alınmıştır. 3 faz gerilim beslemeli eviricinin besleme gerilimi benzetimlerde 24V olarak alınarak motorun maksimum gerilimi buna göre 24V ile sınırlandırılmıştır. Eviricinin anahtarları ideal kabul edilmiştir ve DGM sinyallerinin frekansı 10kHz olarak atanmıştır. Bu nedenle, denetleyicinin örnekleme süresi $100 \mu\text{sn}$ 'dir. Matematiksel model Euler yaklaşımı kullanılarak $0.5 \mu\text{sn}$ sabit adımlarla sayısal olarak çözdürülmüştür. Sayısal benzetimlerde kullanılan nominal değerler literatürde gerçekleştirilmiş bir çalışmadan alınmıştır (Türker, Khudhair 2017).

Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi, bu bölümdeki sistem parametrelerinin doğal özellikleri dikkate alınarak akım dinamiğinin tüm parametreleri belirsiz kabul edilmektedir. Zamanla değişmeyen parametrelerin (L, R) gerçek değerlerinin % 80'i kontrol sinyalinde kullanılmaktadır. Birçok tanımlanmamış harmoniği içeren periyodik

yardımcı sinyaller f_a, f_b ve f_c ideal olmayan olarak kabul edilmektedir. Tüm fazlar için yardımcı sinyaller (f_a, f_b, f_c) Şekil 4.16'da sunulmaktadır ve tüm fazlar için sinyaller büyük ölçüde aynı olmaktadır, fakat ötelenmiş olarak sistemde kendilerini göstermektedir. Benzetimler çalışırken, zıt-EMK sinyallerinin, rotorun ölçülen açısal hızı dışında bilinmediği varsayılmaktadır, bu nedenle kontrolcüdeki uyarlanmış değerleri başlangıçta tüm fazlar için sıfır olarak atanmaktadır. Bilinmeyen zıt-EMK işaret biçimlerindeki bilinmeyen harmoniklerine ek olarak, zıt-EMK sinyallerindeki sabit terim k_e 'nin değeri de denetleyici tarafından bilinmemektedir. Öte yandan, sabit çıkış momenti üretmek için, referans akımlarının kontrolcü tarafından bilindiği kabul edilmektedir.



Şekil 4.16 Zıt-EMK sinyallerinin değişimi: $f_a(\theta_e)$, $f_b(\theta_e)$ ve $f_c(\theta_e)$.

Benzetimlerde, başlangıç elektrik açısı $\pi/6(rad)$ olarak atanmıştır. Denetleyici ve uyarlama kazançları, her benzetim durumu için $\kappa = 0.001$, $q_1 = 0.01$, $q_2 = 10^{-5}$ ve $q_3 = 20$ olarak ayarlanmıştır. Sabit uyarlama periyodu 60° olarak alınmıştır. Sinyaller $1 \mu sn$ ile örneklenmiştir ve değişken rotor hızlarında her uyarlama periyodu için $N = 5000$ örnek kaydedilmiştir. İlk uyarlama periyodundaki değişken uyarlama kazancı, yer değiştirmenin doğrusal bir fonksiyonu olarak kabul edilmiştir ve başlangıçta 0'a eşit olan ve her benzetim durumu için ilk uyarlama periyodunun sonunda q_1 'e eşit olacak şekilde

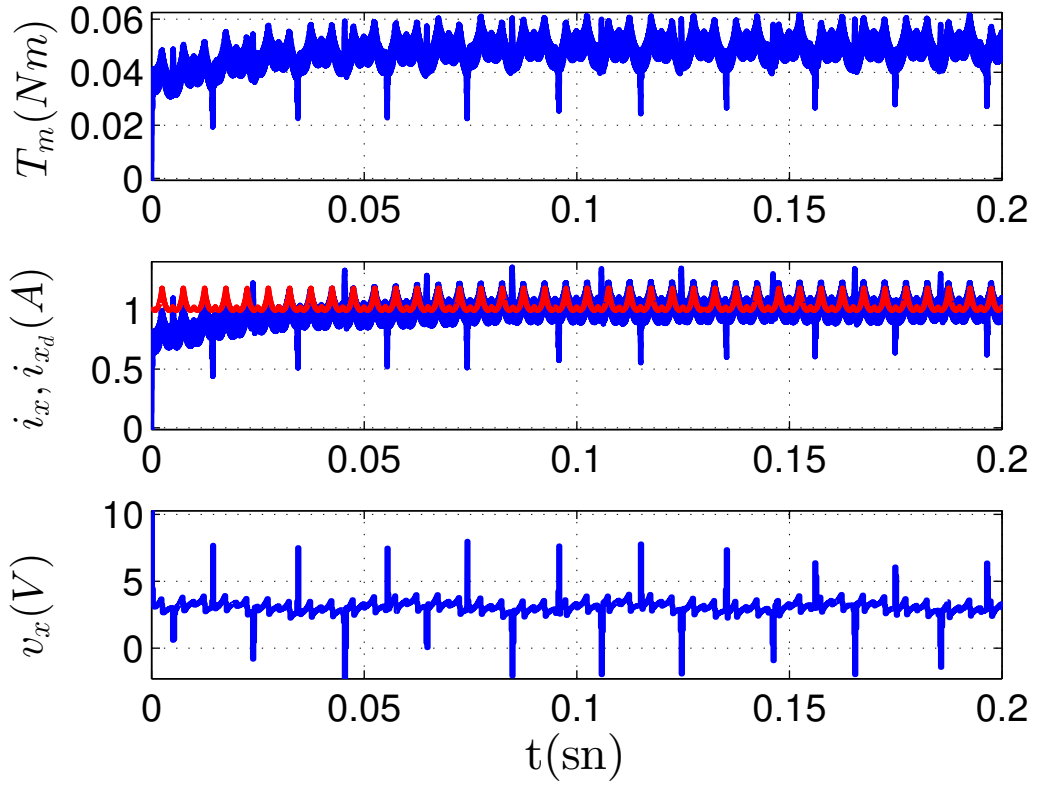
$$q_0(\theta_e) = \frac{q_1 \theta_e}{N} \quad (4.87)$$

olarak ayarlanmıştır.

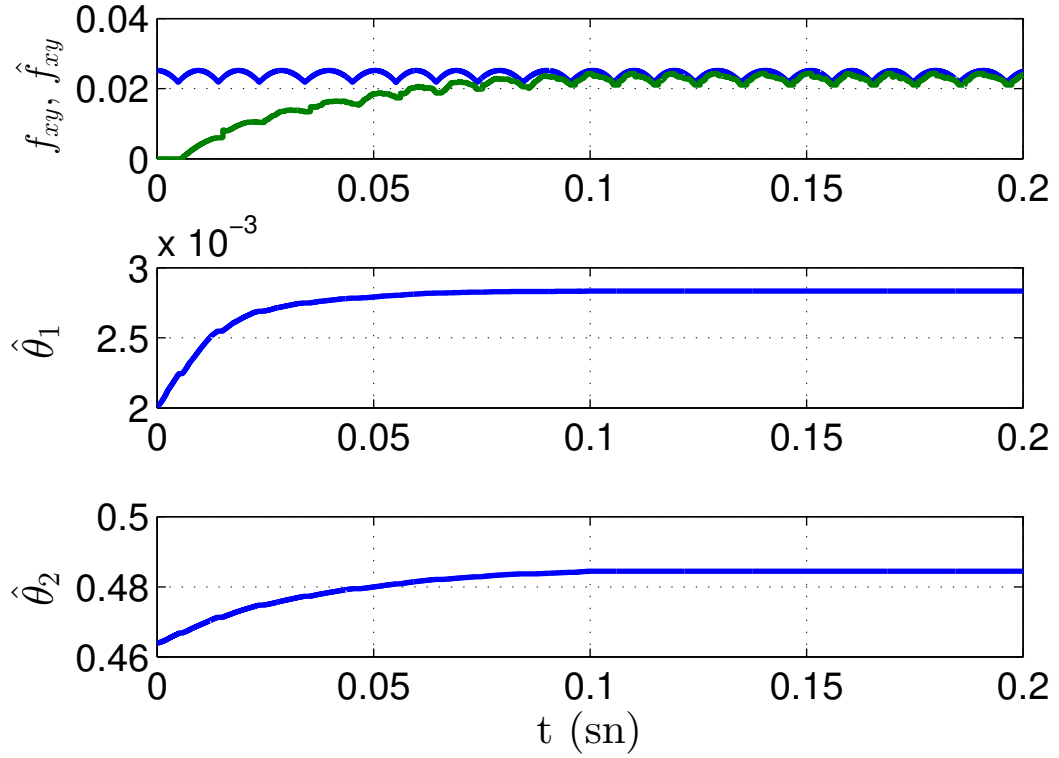
Evirici anahtarları DGM sinyalleri tarafından tahrik edildiğinden, mevcut örneklerde yüksek frekanslı bir gürültü görülmektedir ve bu fenomen çıkış momentinin olumsuz etkilemektedir. Bu olumsuz etkiyi en aza indirmek için, uyarlamada kullanılan mevcut hata sinyali (i_e), bir alçak geçitli filtre (low-pass filter) ile filtrelenmektedir. Bu arada model iletim ve komütasyon periyotları arasında geçiş yapılırken, anahtarlama yapılarak periyodik uyarlama değerleri bozulmaktadır. Bu eylemi atlamak için, geçiş efektleri sırasında uyarlama duraklatılmaktadır.

Öte yandan söz konusu temel filtre, yapılandırılmamış dinamikler nedeniyle birçok istenmeyen titreşim için yeterli olamamakta ve pratik motor sürücü uygulamalarında öngörülemeyen bozucu sinyalleri ile karşılaşmaktadır. Örneğin, FDAM sürücüsünün elektrik kısmında kontrol sinyalini üretmek için kullanılan eviriciler, bir bozucu etki ve diğer uygulama parçalarıyla birlikte gelen gürültüler olabilmektedir. Bu uygulamada uyarlama prosedürünü etkilemeye neden olmaktadır. Ayrıca, bu etkilerin üstesinden gelmek için literatürde bazı pratik yöntemler önerilmektedir. Örneğin, pratik uygulamalarla bilinen alt ve üst sınırları olan bir bant aralığı önerilmekte ve tahmin edilen işaret formlarının bu bandı aşması şartıyla uyarlama prosedürü sonlandırılmaktadır (Xu 2004). Bu yöntemin ön bilgiye bağlı olması nedeniyle, gerçek belirsiz sinyalin sınırları hakkında bilgi eksikliği durumunda bu yaklaşım uygun olmayabilmektedir. Bu tez çalışmasında önerilen yöntemin temel çalışma prensibi, son iki periyot için faz akımlarının ortalama karekök (RMS (Root Mean Square)) değerleri arasındaki farka dayanmaktadır ve bu çalışmada benimsenmektedir. Önceki iki periyot için hesaplanan RMS değerleri farkının mutlak değeri, keyfi olarak belirlenen pozitif küçük sınırdan düşük olduğunda, uyarlama değerleri periyodik olarak korunmaktadır. Bu sınır değeri, bu çalışmada 10^{-4} olarak atanmaktadır. Sınır değerinin çıkış momenti, uyarlanmış sinyaller gibi farklı sinyallere göre kalibre edilebileceği ve duruma göre birçok farklı sisteme uygulanabileceği unutulmamalıdır.

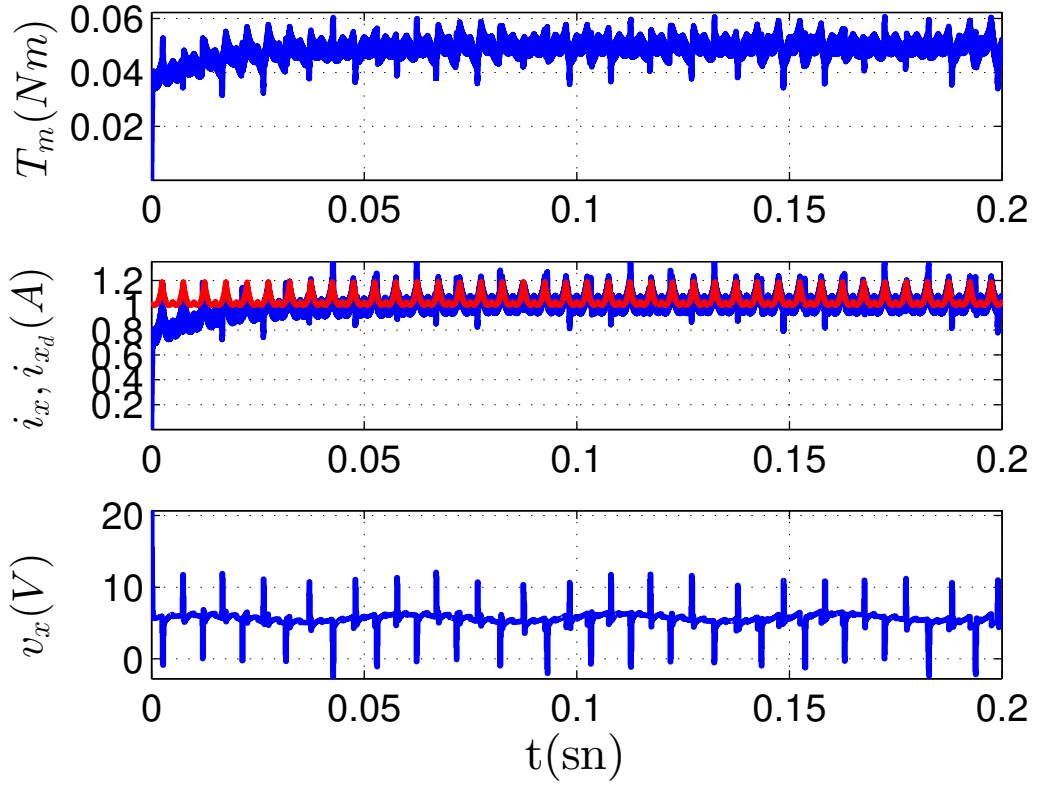
Bir diğer uygulamaya yönelik problem ise motor açısal hızının değişimi sebebiyle uyarlamalı kontrolcüde kullanılan verilerinin eksikliğidir. Bu eksiklik sensör verilerinin zaman domaininde alınması ama periyodik uyarlamanın açısal yer değiştirmeye göre gerçekleştirilmek istenmesidir. Elde edilmesi gerekli olan ancak boşta kalan veri aralıkları, iki komşu konumda mevcut olan bir konum örnekleme verisi ile doldurulmaktadır (Abidi 2014). Bu alt başlıkta, FDAM için önerilen uyarlama kuralının uygulamasında, bahsedilen eksik veri problemini çözmek için sıfıncı mertebeden tutucu uygulanmaktadır. Böylece, elde edilemeyen verilerin eksikliği tamamlanmaktadır.



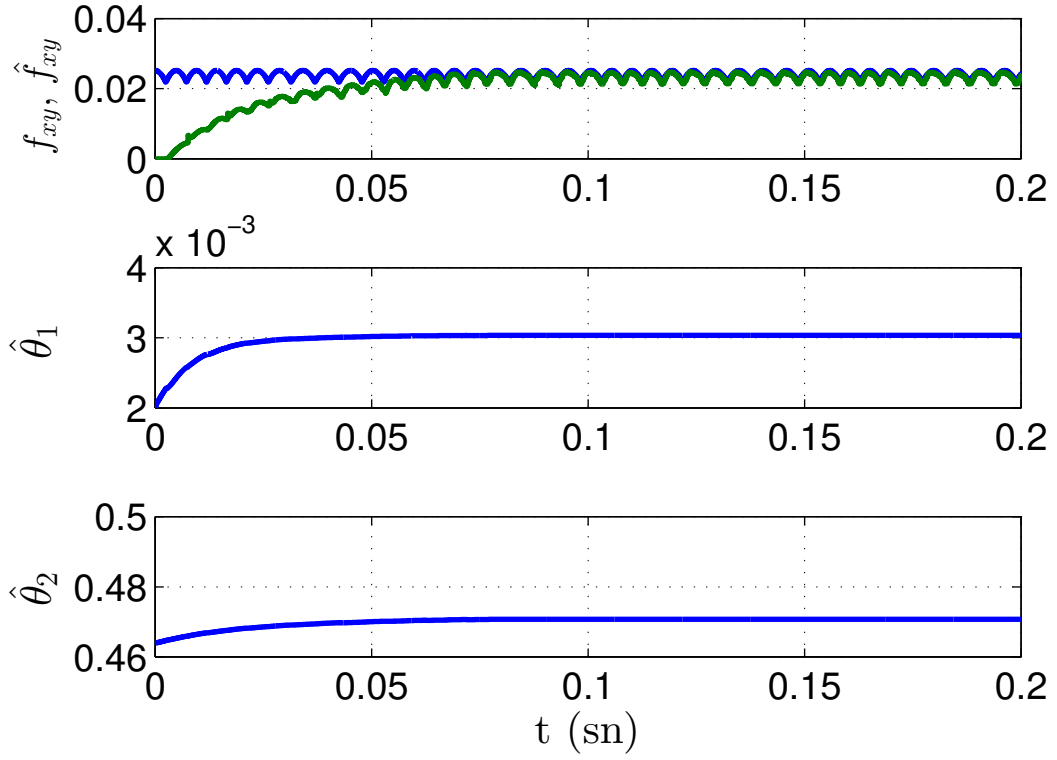
Şekil 4.17 Benzetim 1: çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.



Şekil 4.18 Benzetim 1: uyarlanmış parametrelerin değişimi.



Şekil 4.19 Benzetim 2: çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.



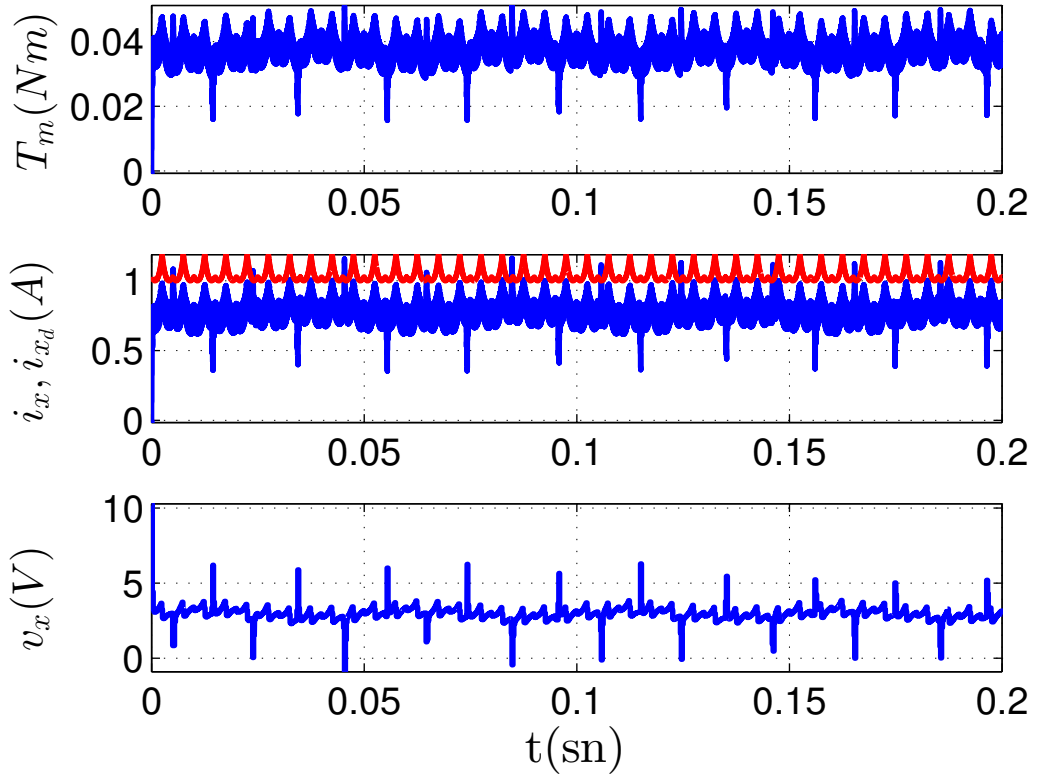
Şekil 4.20 Benzetim 2: uyarlanmış parametrelerin değişimi.

Benzetim sonuçları, Şekil 4.17 - 4.20 iki farklı değişken hız yörüngesi için: $w_r = 500 + 50\sin(40\pi t)$ d/d ve $w_r = 1000 + 100\sin(40\pi t)$ d/d, sırasıyla Benzetim 1 ve Benzetim 2 olarak adlandırılmıştır. FDAM sürücüsü tarafından üretilen çıkış momentinin değişimi ($T_m(Nm)$), faz akım referansları ($i_{x_d}(A)$) ve faz akımlarının değişimi ($i_x(A)$), kontrol sinyali ($v_x(V)$) sırasıyla Şekil 4.17 ve Şekil 4.19 'daki her benzetim durumu için sunulmaktadır. Benzetim sonuçları, ortalama faz akım hatalarının her bir uyarlama periyodunda monotonik olarak azaldığını ve faz akımlarının referans akım sinyallerini başarılı bir şekilde izlediğini doğrulamaktadır.

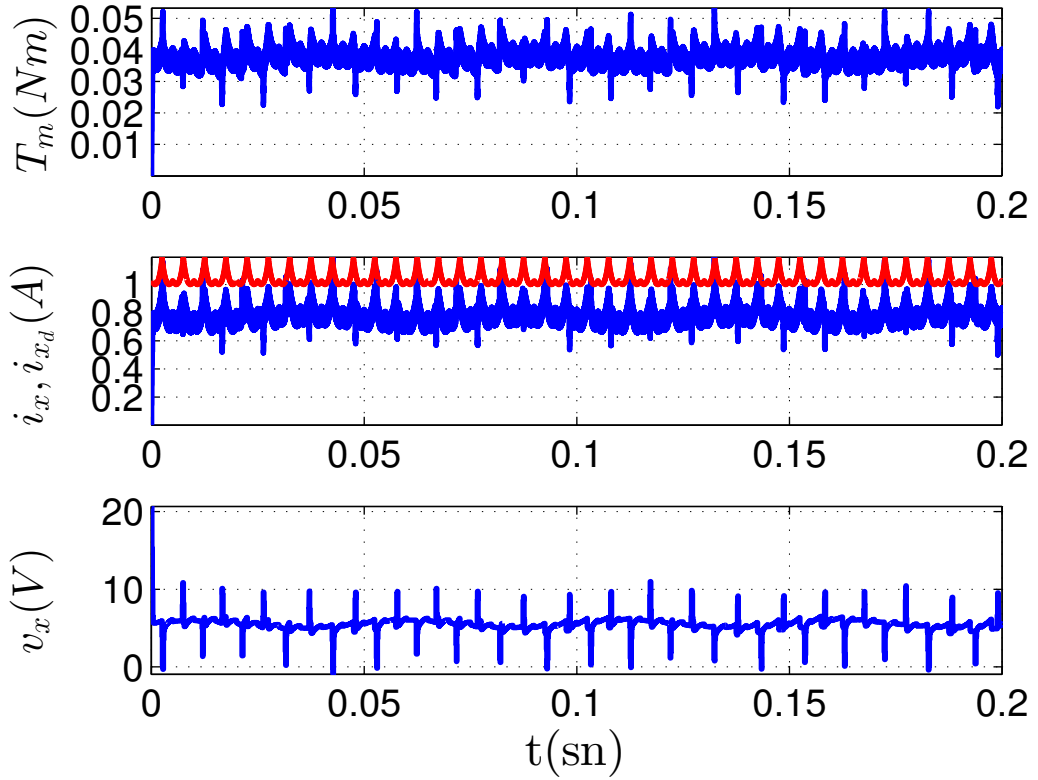
Şekil 4.18 ve Şekil 4.20'de, uyarlanmış periyodik parametreler ($\hat{f}_{xy}$) ve uyarlanmış sabit parametreler ($\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$) sırasıyla verilmektedir. Kestirilen sinyalin ($\hat{f}_{xy}$) gerçek değerlere yakınsaması, sonuçlardan yüksek doğrulukla izlenebilmektedir. Bu çalışmada, elde edilen moment ve akım sinyallerinde özellikle vurgulanan anlık komütasyon atlamalarına rağmen, anlık değişimlerin uyarlanmış sinyaller üzerindeki istenmeyen etkisinin $\bar{\sigma}$ -modifikasyonu ile çözüldüğü doğrudan bu sonuçlardan görülebilmektedir. Bu sonuç, yapılandırılmamış dinamiklerin, iletim, komütasyon moment dalgalarının ve diğer belirtilen sorunların varlığında faz akımı hatalarının sifıra yakınsamasında önerilen yöntemin performansını ortaya koymaktadır. Önerilen uyarlama yönteminin diğer bir titiz yanı, dikkate alınan periyodik bilinmeyen işaret biçimlerinin şekli hakkında herhangi bir ön bilgi olmaksızın, uyarlanmış sinyallerin orijinal sinyallerin gerçek yapısına ulaşmış olmasıdır.

Önerilen kontrol inşasının etkinliğini ve katkısını açıkça göstermek için, farklı iki benzetim (Benzetim 3 ve Benzetim 4) herhangi bir uyarlama olmadan aynı kontrolcü yapısı ile gerçekleştirilmiştir. Bu benzetim çalışmalarında, R , L parametrelerinin gerçek değerlerinin % 80'i kontrol sinyalinde kullanılmaktadır ve zıt-EMK sinyalleri tam olarak bilinmemektedir. Bu nedenle, hem zıt-EMK sinyalinin şekli hem de bu sinyallerde bulunan harmonikler sistem performansını doğrudan etkilemektedir. Uyarlama olmayan benzetimlerde, faz akımının referansı, değişken hız yörüngeleri ve tüm kontrolcü parametreleri sırasıyla ilk iki benzetim çalışmaları ile aynıdır. Benzetim 3-4'ün sonuçları sırasıyla Şekil 4.21a ve Şekil 4.21b 'de sunulmaktadır. Uyarlama kuralları olmayan benzetim sonuçlarına ve önerilen kontrolcü (bkz Şekil 4.17 ve Şekil 4.19) sonuçlarına göre, önerilen uyarlama mekanizmasının katkısı açıkça fark edilebilmektedir. Sabit belirsiz parametreler ve periyodik bilinmeyen parametrelerin/sinyallerin çıkış performansı üzerindeki olumsuz etkileri önerilen kontrolcü ile indirgenmektedir, ancak Benzetim 3-4'de faz akımı hatalarının ve buna bağlı olarak moment çıkış hatasının sifıra yakınsamadığına dikkat edilmelidir.

Ayrıca her bir periyot için hesaplanan çıkış momentinin RMS değerleri ve faz akımlarının RMS değerleri tüm benzetim çalışması durumları için Şekil 4.23'de

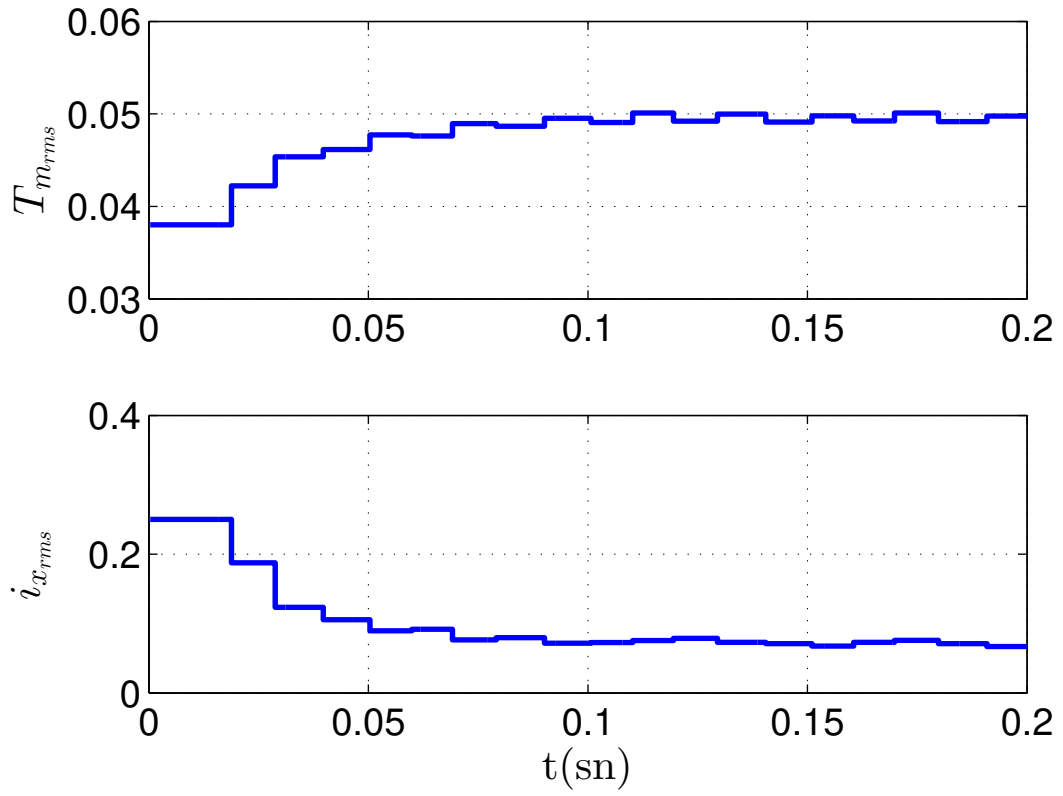


(a) Benzetim 3

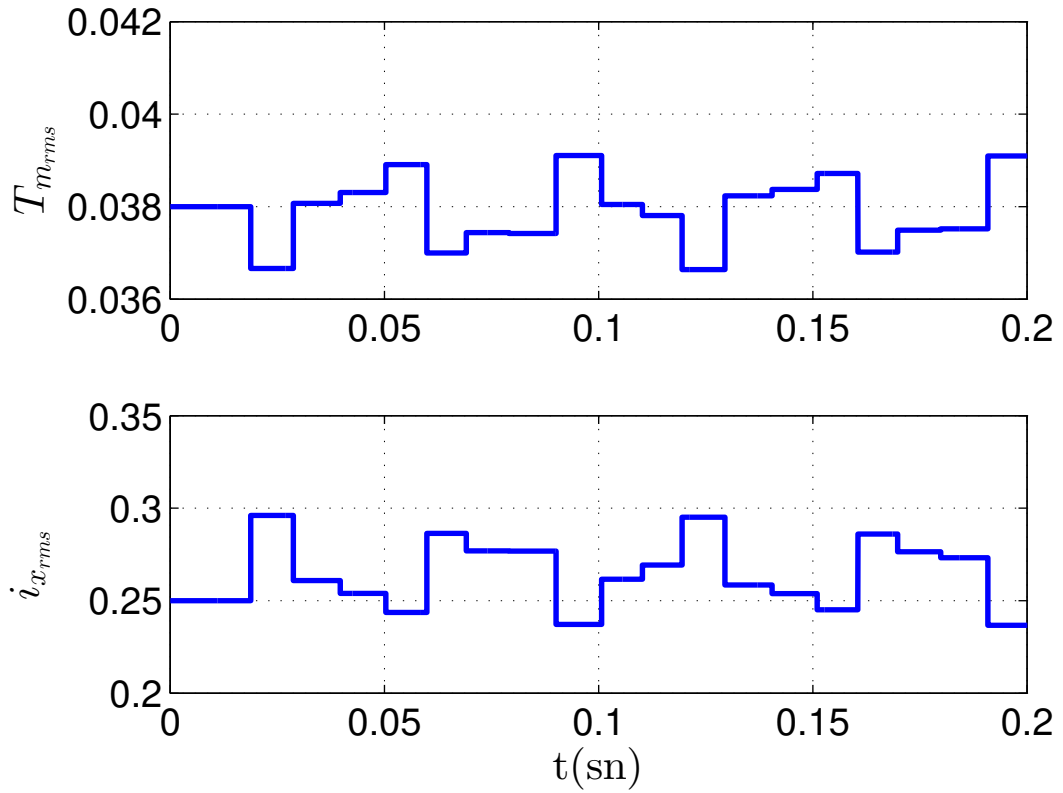


(b) Benzetim 4

Şekil 4.21 Çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.

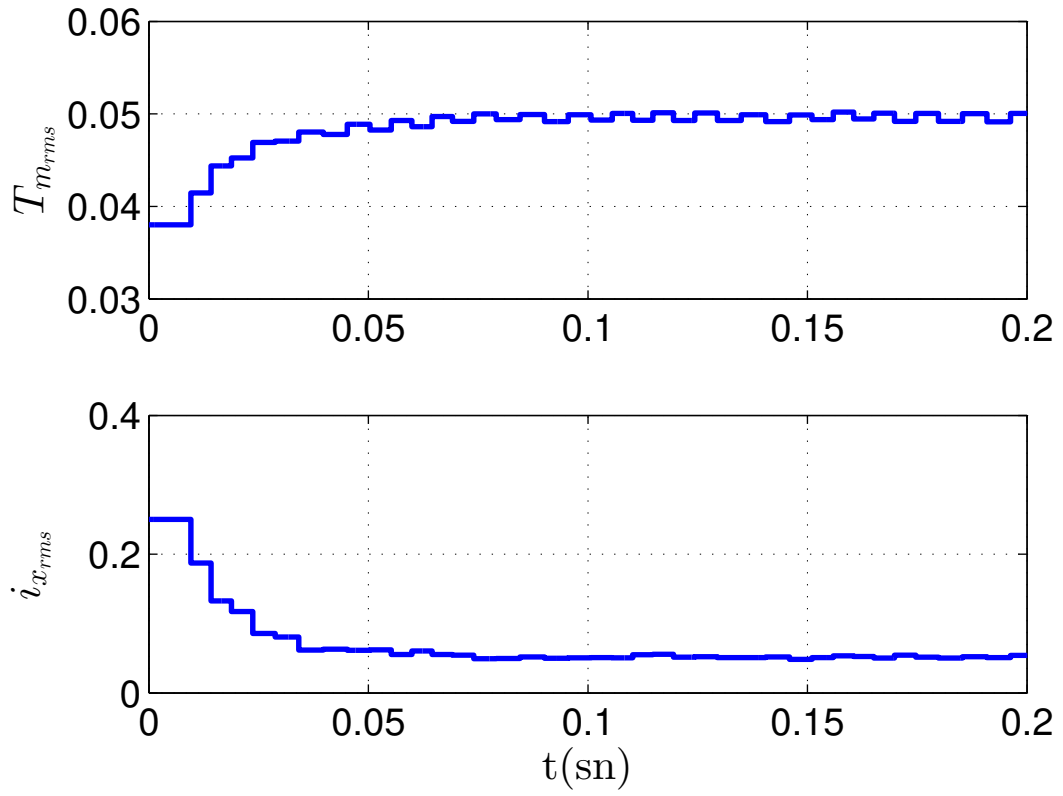


(a) Önerilen yöntem için benzetim 1

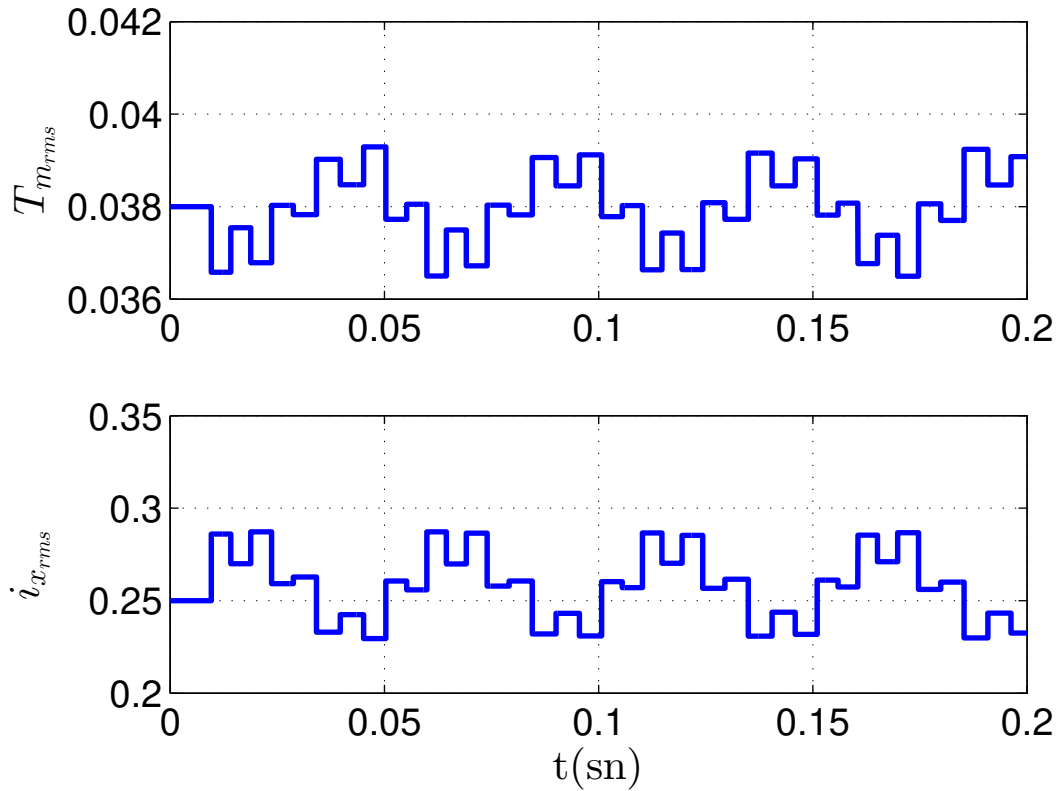


(b) Uyarlama olmadan benzetim 3

Şekil 4.22 Benzetim 1 ve 3 durumları uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.



(a) Önerilen yöntem için benzetim 2



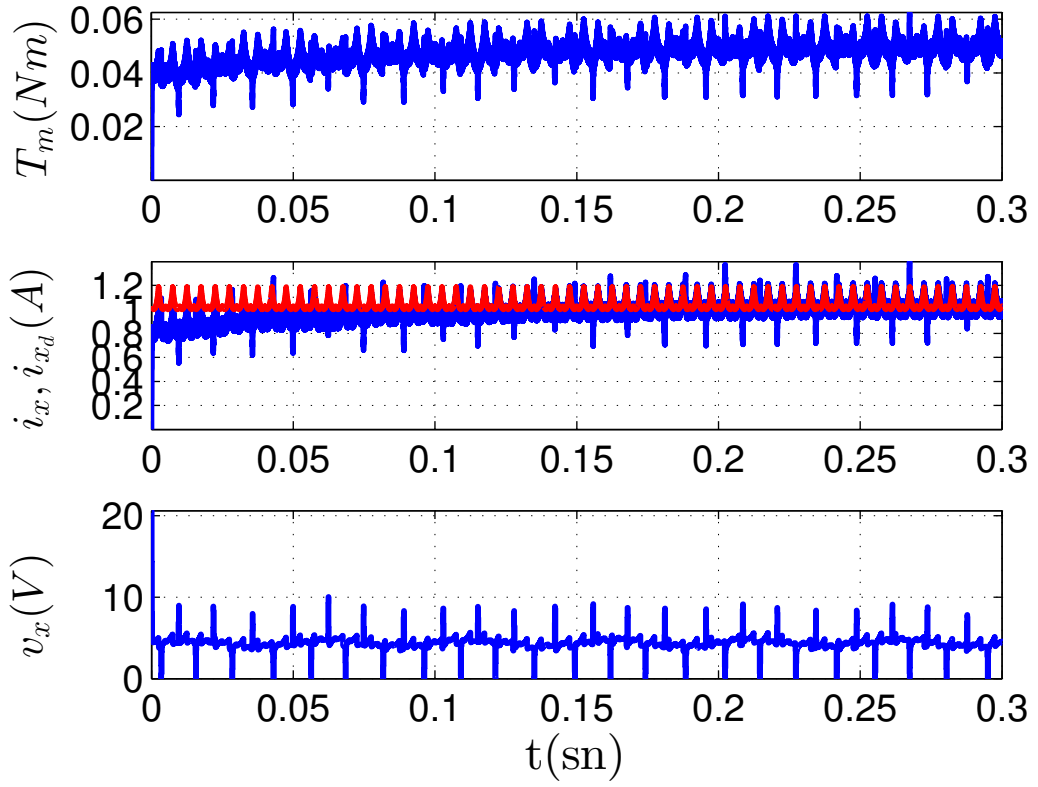
(b) Uyarılama olmadan benzetim 4

Şekil 4.23 Benzetim 2 ve 4 durumları uyarılama periyotları boyunca RMS değerleri.

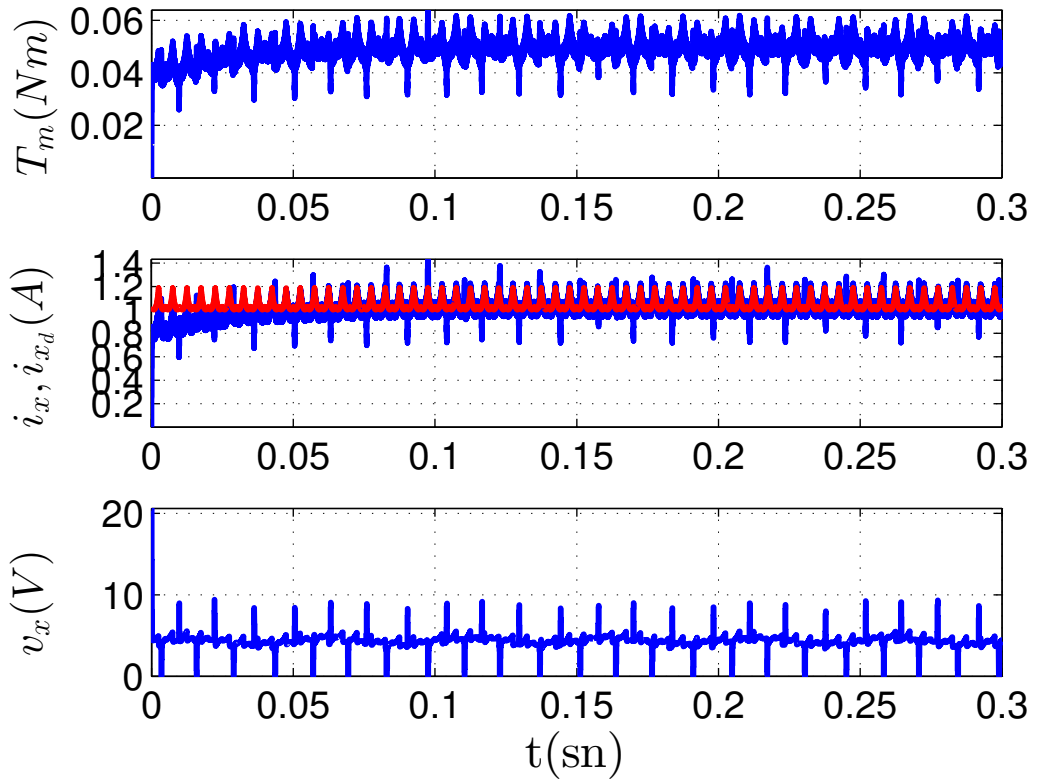
verilmektedir. Benzetim 1-2’de faz akımlarının elde edilen RMS değerleri dikkate alınarak, uyarlamanın sonlandırılması kararında kullanıldığına dikkat edilmelidir. Şekil 4.22a ve Şekil 4.23a, kontroldeki hibrit diferansiyel ve $\bar{\sigma}$ ile modifiye edilmiş periyodik uyarlama yasaları ile benzetim sonuçlarını göstermektedir. Ayrıca, Şekil 4.22b ve Şekil 4.23b, kontrol sinyalinde uyarlama yapılmadan gerçekleştirilen benzetimlerin sonuçlarını göstermektedir. Moment dalgalanması indirgeme ve komütasyon moment dalgalanması açısından $\bar{\sigma}$ -modifiye edilmiş periyodik güncellemeye dayalı önerilen denetleyicinin ana katkısı, moment çıkış hatası ve faz akımı hatalarının RMS değerlerinden de gözlemlenebilmektedir. Sonuç olarak değişken hızlı FDAM sürücülerinin farklı çalışma koşullarında faz akımlarının düzenlenmesi amacıyla gerçekleştirilmiş kapsamlı benzetim çalışmaları, hibrit diferansiyel ve $\bar{\sigma}$ -modifiyeli edilmiş periyodik uyarlama yasalarına sahip olan periyodik uyarlamalı kontrolcünün başarısını göstermektedir.

Dört farklı durumu inceleyen benzetim çalışmaları, sistem performansı üzerine sonuçları görmek için gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bu alt başlıkta belirsiz zamanla değişen sinyalin gerçek yapısına ve değerlerine yakınsama hızı üzerine iki benzetim (Benzetim 5 ve Benzetim 6) sonuçları sunulmaktadır. Bu benzetimlerde rotor hızı $\omega_r = 750 + 75\sin(40\pi t)$ d/d değişken hızında alınmıştır. Benzetim 5’in diğer sunulan benzetimlerden tek farkı hız referansı olmak üzere, $q_1 = 0.01$ değerinin seçimi korunmaktadır. Ayrıca, sunulan benzetim çalışmalarından farklı olarak, Benzetim 6’da hız referansı $\omega_r = 750 + 75\sin(40\pi t)$ d/d ve $q_1 = 0.03$ olarak değişmektedir. Bu sonuçlar sırasıyla Benzetim 5 ($q_1 = 0.01$ ve $\omega_r = 750 + 75\sin(40\pi t)$ d/d) ve Benzetim 6 ($q_1 = 0.03$ ve $\omega_r = 750 + 75\sin(40\pi t)$ d/d) olarak adlandırılmaktadır. Böylece, uyarlama hızı ve bu hızdaki değişimin çıkış performansına olan etkisinin görülmesi hedeflenmektedir.

Benzetim 5 ve 6’dan elde edilen sonuçlar, çıkış momenti değişimi, faz akımlarının değişimi ve kontrolcü değişimi Şekil 4.24a ve Şekil 4.24b’de verilmektedir. Ayrıca, periyodik belirsiz parametre yakınsamasının doğrudan görüldüğü yakınsama değerleri Şekil 4.25a ve Şekil 4.25b’de sunulmaktadır. Bu sonuçlardan anlaşılmaktadır ki periyodik uyarlama kuralındaki kazanç (q_1) ile doğrudan yakınsama hızı ayarlanabilmektedir. Ancak, akım ve çıkış momentinin istenilen değerlere yakınması sadece bu yakınsama hızına bağlı değildir (bkz Şekil 4.24a ve Şekil 4.24b). Periyodik yakınsama hızının çıkış performansı üzerine olan etkisini daha iyi anlamak için benzetim süresince her periyot boyunca RMS değerleri Şekil 4.26a ve Şekil 4.26b’de hesaplanan değerler ile çizdirilmiştir. Sunulan RMS değerleri üzerinden görülmektedir ki q_1 değerinin artması ile periyodik yakınsamanın hızı artmaktadır ve beklenildiği üzere sistem oturma zamanı azaltmaktadır.

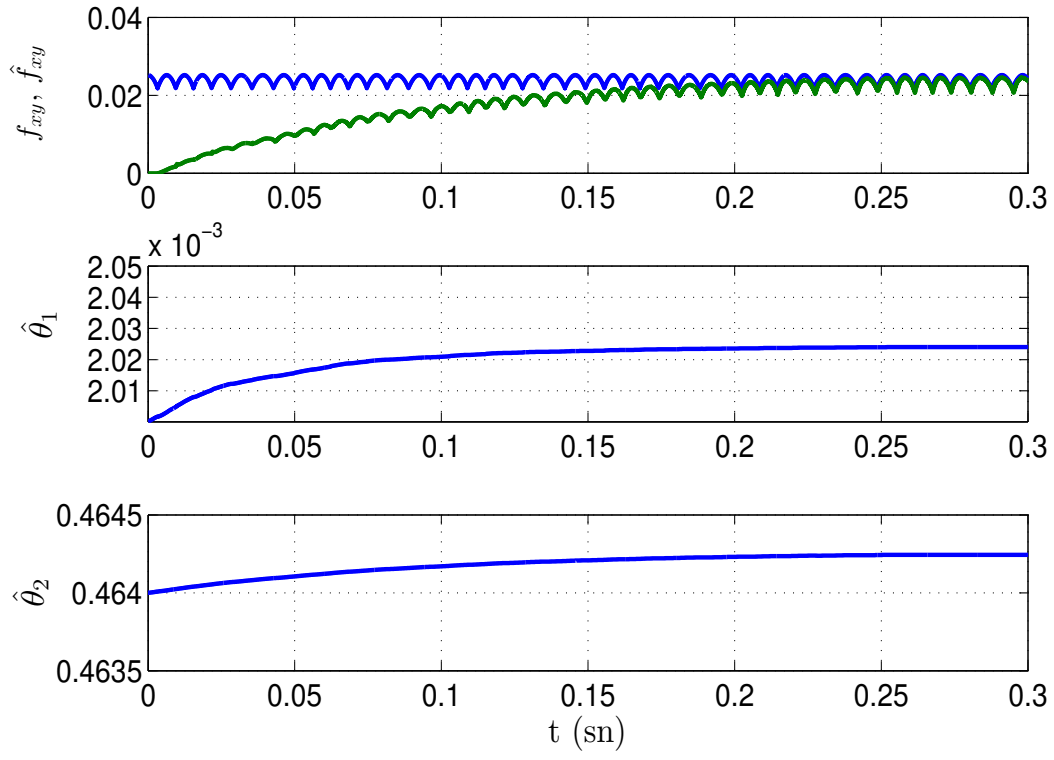


(a) Benzetim 5

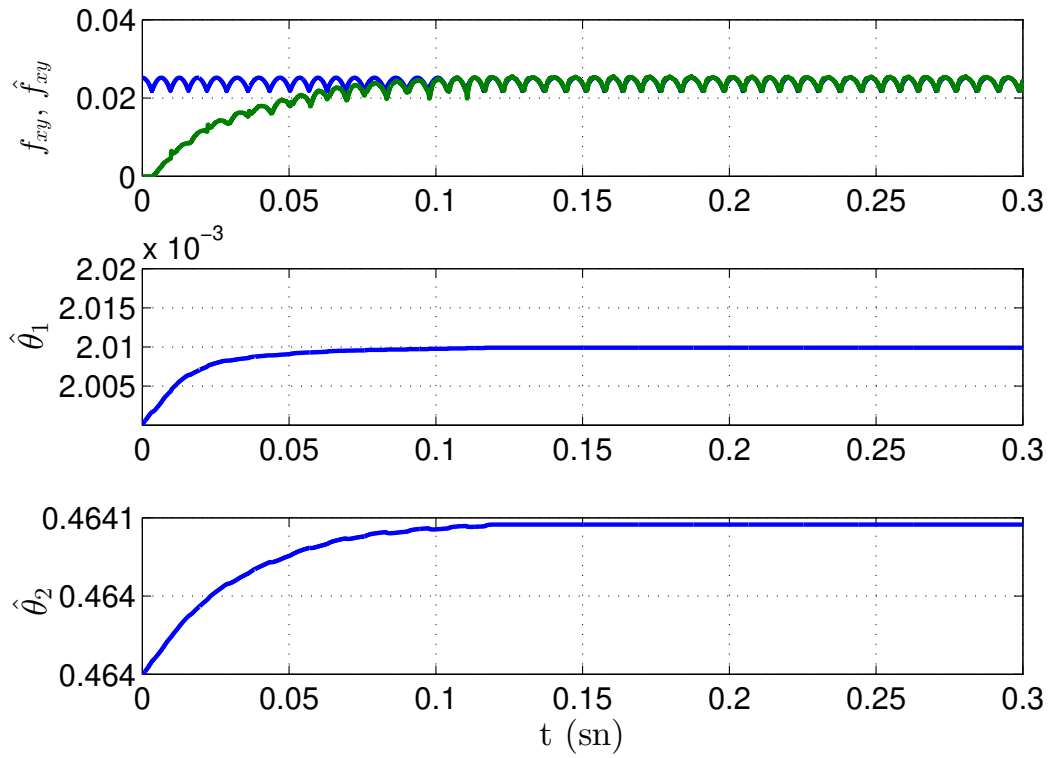


(b) Benzetim 6

Şekil 4.24 Çıkış momentinin, faz akımlarının ve kontrol girişi değişimi.

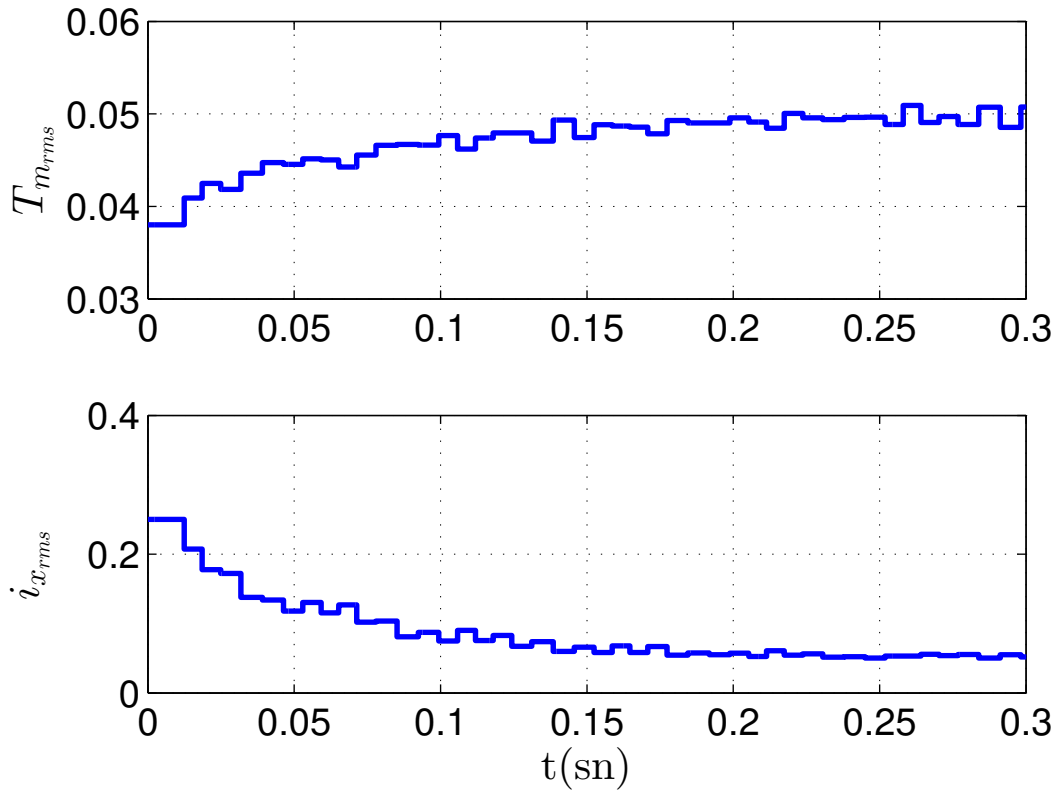


(a) Benzetim 5

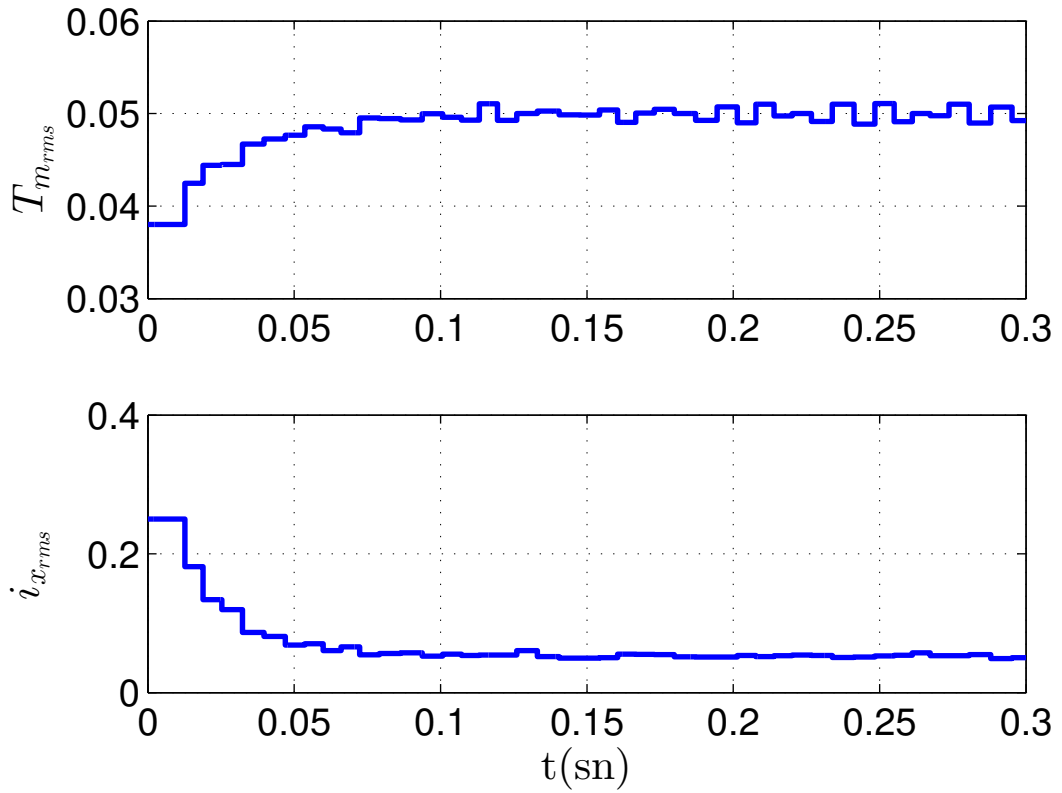


(b) Benzetim 6

Şekil 4.25 Uyarlanmış parametrelerin değişimi.



(a) Benzetim 5



(b) Benzetim 6

Şekil 4.26 Benzetim 5 ve 6 durumları uyarlama periyotları boyunca RMS değerleri.

Benzetim sonuçlarında görüldüğü üzere alt sistemler arasında anahtarlama gerçekleştiği anlar, kontrol girişinde anlık sert değişikliklerle gözlemlenebilmektedir. İletim periyodundan oldukça kısa süreli olan komütasyon periyodu kontrol yapısında dikkate alınmamakla birlikte, anahtarlama bir sistem olan FDAM sürücüsü için periyodik belirsizliklere karşı geliştirilen uyarlama yapısı ile anahtarlama etkileriyle başa çıkıldığı görülmektedir. Elde edilen sonuçlara göre, anahtarlamanın olası etkilerinin de ortadan kaldırıldığı ve referans takibinin başarıyla gerçekleştirildiği görülmektedir.

4.2.6 Sonuçlar

Bu alt başlık, değişken hızdaki belirsiz FDAM sürücülerinde moment dalgalanmalarını en aza indirmek için periyodik güncellemeye dayalı uyarlamalı bir denetleyici ele alınmıştır. FDAM elektrik dinamiğinde faz akımlarını düzenlemek için, ilk olarak zaman koordinatını açısal yer değiştirmeye dönüştürerek, sabit ve zamanla değişen belirsizlikler altındaki sistem dinamiği yeniden türetilmiştir. Bu şekilde, bilinmeyen periyodik işaret formlarının zaman alanındaki değişken frekansı, bir devir açısal yer değiştirmeye denk getirilmektedir. Daha sonra, hibrit diferansiyel ve $\bar{\sigma}$ ile modifiye edilmiş periyodik uyarlama yasaları, istenmeyen moment dalgalanmalarına yol açan anahtarlama faz endüktans değişiklikleri dikkate alınarak FDAM'da moment döngüsü için tasarlanan kontrolcü tanıtılmıştır. Stator akımlarına zamanla değişen periyodik ve sabit parametreler içeren tüm belirsizlikler enjekte edilerek moment dalgalanması reddi gerçekleştirilmiştir. Kapalı döngü sisteminin monotonik yakınsaması Lyapunov-Krasovskii işlevinin yardımıyla kanıtlanmıştır. Pratik uygulamadaki sorunlar dikkate alınarak detaylı benzetimler, pratik çözümler sunan birçok farklı yaklaşımla gerçekleştirilmiştir. Belirsiz fırçasız doğru akım motor sürücüler için önerilen regülatörün zamanla değişen periyodik sınırlı sinyallere karşı etkililiğini ve başarısını göstermek için kapsamlı sayısal benzetimler başarıyla gerçekleştirilmiştir.

5 SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, belirsiz yapıda periyodu zamanla değişen sinyalleri içinde barındıran değişken hızlı bir sınıf doğrusal olmayan dinamik sistemde çıkış performansını iyileştirmek için periyodik güncellemeye dayalı uyarlamalı bir kontrolcü sunulmuştur. Zamanla değişen periyot problemini ele almak için, sistem diferansiyel dinamiklerinde zaman koordinatını periyodik olarak değişen durum değişkenine dönüştürerek parametrik ve zamanla değişen belirsizlikler içeren sistem dinamikleri tekrar türetilmiştir. Bu şekilde, bilinmeyen periyodik sinyal biçimlerinin zaman tanım bölgesindeki değişken frekansı, bir döngü/periyot değiştirmeye sabitlenmiştir. Ardından, istenmeyen çıkış problemlerinin üstesinden gelmek üzere hibrit uyarlama yasaları (hem periyodik belirsiz sinyaller için periyodik uyarlama hem de zamanla değişmeyen belirsiz parametreler için Lyapunov tabanlı uyarlama kuralı içeren) tanıtılmıştır. Tüm uyarlanmış parametreler kontrol yasasında doğrudan kullanılmaktadır ve çıkış regülasyonu gerçekleştirilmiştir. Kapalı döngü sistemin monotonik yakınsaması, bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyonelinin yardımıyla asimptotik özelliği gösterilerek ispatlanmıştır. Belirsiz sistem dinamiği için önerilen kontrol şemasının parametre değişikliğine karşı etkinliğini ve başarısını göstermek için pratik uygulamadaki tüm konuları dikkate alan ayrıntılı benzetim çalışmaları başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasında önerilen kontrolcü yapısı, SMSM ve FDAM tipi motorlar için ayrıntılı bir şekilde incelenmektedir. Bu gerçek ve güncel sistemler üzerinden bu tez çalışması sonrasında sistem moment döngüsü kontrolü ilerletilerek açısal hız ve konum kontrolüne geçilmesi hedeflenmektedir. Bilinmektedir ki dönel sistemlerin hız dinamiğinde ve konum dinamiğinde bu tezde incelenen ve motivasyon alınan problemler kendini göstermektedir. Bu nedenle, açısal hız ve konum kontrolünde sistemin derecesinin, ve dolayısıyla kontrol yapısı ve güncelleme kurallarının karmaşıklığının artacağı ön görülmektedir. Bu kapsamda, bu tez, sonrasında hedeflenen çalışmalar için önemini ve gerekliliğini ortaya koymaktadır.

Bu tez çalışması sonrasında bir diğer geliştirilmesi düşünülen nokta ise doğrudan ayrık

zamanlı kontrolcü tasarımılarıdır. Günümüzde gerçek zamanlı uygulamalar dijital kontrolcülerle uygulanmaktadır ve ayırık zamanda tasarlanan kontrolcü yapılarında, sürekli zamanlı kontrolcü tasarımlarına göre kontrolcü kazanç ayarlanması gibi problemlerin üstesinden gelmek daha kolaydır. Ayrıca, doğrudan ayırık zamanlı tasarım ve ayırık zamanda tasarlanacak periyodik uyarılama, gerçek zamanlı uygulamalarda daha pratik sonuçlar sunacağı n görülmektedir. Bunun yanında sistemin kararlılık açısından değerlendirilmesi için ayrıca araştırma, analiz ve sentez çalışmalarına ihtiyaç duyulacaktır.

- Abidi, Khalid (2014). "Spatial periodic adaptive control approach for rotary systems in sampled time". In: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 24.7, pp. 1177–1188.
- Abidi, Khalid, Jian-Xin Xu (2008). "A discrete-time periodic adaptive control approach for time-varying parameters with known periodicity". In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 53.2, pp. 575–581.
- Adigüzel, Fatih, Türker Türker (2020). "A Discrete-Time Adaptive Current Controller for BLDCM with Uncertain Back-EMF Signals". In: *2020 International Conference on Computation, Automation and Knowledge Management (ICCAKM)*. IEEE, pp. 537–542.
- Adigüzel, Fatih, Türker Türker (2019). "An Adaptive Controller for the Torque Loop of BLDCM with Unknown Back-EMF Signals". In: *2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. IEEE, pp. 744–748.
- Aghili, Farhad (2008). "Adaptive reshaping of excitation currents for accurate torque control of brushless motors". In: *IEEE Trans Control Syst Technol* 16.2, pp. 356–364.
- Aguilar-Martinez, J, L Alvarez-Icaza (2015). "Analysis of tire-road contact area in a control oriented test bed for dynamic friction models". In: *Journal of applied research and technology* 13.4, pp. 461–471.
- Ahn, H-S, YangQuan Chen (2007). "State-dependent periodic adaptive disturbance compensation". In: *IET Control Theory & Applications* 1.4, pp. 1008–1014.
- (2010). "Periodic adaptive learning compensation of state-dependent disturbance". In: *IET control theory & applications* 4.4, pp. 529–538.
- Ahn, Hyo-Sung, YangQuan Chen, Kevin L Moore (2007). "Iterative learning control: Brief survey and categorization". In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)* 37.6, pp. 1099–1121.
- Almeida, Pedro Machado de et al. (2020). "Robust Control of a Variable-Speed BLDC Motor Drive". In: *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 2.1, pp. 32–41.
- Annaswamy, Anuradha M, Kumpati S Narendra (1989). "Adaptive control of simple time-varying systems". In: *Proceedings of the 28th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, pp. 1014–1018.
- Bode, Gerwich H et al. (2005). "An improved robust predictive current regulation algorithm". In: *IEEE transactions on industry applications* 41.6, pp. 1720–1733.
- Boroujeni, M Shirvani, GR Arab Markadeh, J Soltani (2017). "Torque ripple reduction of brushless DC motor based on adaptive input-output feedback linearization". In: *ISA Trans.* 70, pp. 502–511.
- Boroujeni, Mojtaba Shirvani et al. (2017). "Torque ripple reduction of brushless DC motor with harmonic current injection based on integral terminal sliding mode control". In: *IET Electr. Power Appl.* 12.1, pp. 25–36.

- Boyd, S, Shankar Sastry (1989). “Adaptive control: stability, convergence, and robustness”. In: *Prentice Hall, USA*.
- Bristow, Douglas A, Marina Tharayil, Andrew G Alleyne (2006). “A survey of iterative learning control”. In: *IEEE control systems magazine* 26.3, pp. 96–114.
- Carrasco, Juan M et al. (2000). “Analysis and experimentation of nonlinear adaptive controllers for the series resonant converter”. In: *IEEE Transactions on power Electronics* 15.3, pp. 536–544.
- Chen, Kaiwen, Alessandro Astolfi (2020). “Adaptive Control for Systems with Time-Varying Parameters”. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 66.5, pp. 1986–2001.
- (2022). “Adaptive Control for Systems with Time-Varying Parameters—A Survey”. In: *Trends in Nonlinear and Adaptive Control*, pp. 217–247.
- Chen, Pengnian et al. (2011). “Adaptive asymptotic rejection of unmatched general periodic disturbances in output-feedback nonlinear systems”. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 57.4, pp. 1056–1061.
- Chen, Weisheng, Zhengqiang Zhang (2011). “Nonlinear adaptive learning control for unknown time-varying parameters and unknown time-varying delays”. In: *Asian Journal of Control* 13.6, pp. 903–913.
- Chen, Xi, Gang Liu (2019). “Sensorless Optimal Commutation Steady Speed Control Method for a Nonideal Back-EMF BLDC Motor Drive System Including Buck Converter”. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 67.7, pp. 6147–6157.
- Chi, Ronghu, Zhongsheng Hou, Shangtai Jin (2014). “Data-weighting periodic RLS based adaptive control design and analysis without linear growth condition”. In: *Journal of Applied Mathematics* 2014.
- Darba, Araz et al. (2015). “Improved dynamic behavior in BLDC drives using model predictive speed and current control”. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63.2, pp. 728–740.
- EshkeVvari, ALIREZA LAHOOTI, Hossein Torkaman (2020). “Simplified model predictive current control of non-sinusoidal low power brushless DC machines”. In: *Turk J Elec Eng & Comp Sci* 28.4, pp. 2288–2302.
- Espi, Jos é M et al. (2010). “An adaptive robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.8, pp. 3537–3546.
- Fang, Jiancheng, Haitao Li, Bangcheng Han (2012). “Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF”. In: *IEEE transactions on power electronics* 27.11, pp. 4630–4637.
- Fang, Y et al. (2005). “Adaptive learning control for a class of nonlinearly parameterized uncertain systems”. In: *Proceedings of the 2005, American Control Conference, 2005*. IEEE, pp. 196–201.
- Feng, Gang, Rogelio Lozano (1999). *Adaptive control systems*. Elsevier.
- Feng, Guodong, Chunyan Lai, Narayan C Kar (2017). “Practical testing solutions to optimal stator harmonic current design for PMSM torque ripple minimization using speed harmonics”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.6, pp. 5181–5191.
- Freeman, Randy, Petar V Kokotovic (2008). *Robust nonlinear control design: state-space and Lyapunov techniques*. Springer Science & Business Media.
- Ge, Shuzhi Sam, Jing Wang (2003). “Robust adaptive tracking for time-varying uncertain nonlinear systems with unknown control coefficients”. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 48.8, pp. 1463–1469.

- Gerz, Thomas, Frank Holzäpfel, Denis Darracq (2002). "Commercial aircraft wake vortices". In: *Progress in Aerospace Sciences* 38.3, pp. 181–208.
- Giri, F et al. (1990). "Pole placement direct adaptive control for time-varying ill-modeled plants". In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 35.6, pp. 723–726.
- Guo, Xinhua et al. (2019). "Analysis of current predictive control algorithm for permanent magnet synchronous motor based on three-level inverters". In: *IEEE Access* 7, pp. 87750–87759.
- He, Long et al. (2019). "Zynq Implemented Luenberger Disturbance Observer Based Predictive Control Scheme for PMSM Drives". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 35.2, pp. 1770–1778.
- Huang, Deqing et al. (2017). "Expensive control of long-time averages using sum of squares and its application to a laminar wake flow". In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 25.6, pp. 2073–2086.
- Huerta, José M Espi et al. (2009). "A synchronous reference frame robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57.3, pp. 954–962.
- Ioannou, Petros A, Jing Sun (2012). *Robust adaptive control*. Courier Corporation.
- Jahns, Thomas M, Wen L Soong (1996). "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives-a review". In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 43.2, pp. 321–330.
- Jiang, Yajie et al. (2017). "Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system". In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 67.1, pp. 251–263.
- Jin, HongZhe, JangMyung Lee (2008). "An RMRAC current regulator for permanent-magnet synchronous motor based on statistical model interpretation". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.1, pp. 169–177.
- Kang, Seog-Joo, Seung-Ki Sul (1995). "Direct torque control of brushless DC motor with nonideal trapezoidal back EMF". In: *IEEE Transactions on power electronics* 10.6, pp. 796–802.
- Kang, Shin-Won, Jae-Hwan Soh, Rae-Young Kim (2019). "Symmetrical Three-Vector-Based Model Predictive Control With Deadbeat Solution for IPMSM in Rotating Reference Frame". In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 67.1, pp. 159–168.
- Kang, Shin-Won, Jae-Hwan Soh, Rae-Young Kim, et al. (2019). "Robust predictive current control for IPMSM without rotor flux information based on a discrete-time disturbance observer". In: *IET Electric Power Applications* 13.12, pp. 2079–2089.
- Kemmetmüller, Wolfgang, David Faustner, Andreas Kugi (2015). "Optimal torque control of permanent magnet synchronous machines using magnetic equivalent circuits". In: *Mechatronics* 32, pp. 22–33.
- Kokotović, Petar V (1991). *Foundations of adaptive control*. Springer.
- Krishnan, Ramu (2009). *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press.
- (2017). *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press.
- Krstic, Miroslav, Petar V Kokotovic, Ioannis Kanellakopoulos (1995). *Nonlinear and adaptive control design*. John Wiley & Sons, Inc.
- Kukrer, Osman (1996). "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 11.2, pp. 260–269.

- Lad, Chetan K, Rajagopalan Chudamani (2018). "Simple overlap angle control strategy for commutation torque ripple minimisation in BLDC motor drive". In: *IET Electric Power Applications* 12.6, pp. 797–807.
- Lee, Jae Suk, Robert D Lorenz (2014). "Deadbeat direct torque and flux control of IPMSM drives using a minimum time ramp trajectory method at voltage and current limits". In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50.6, pp. 3795–3804.
- Lee, Kahyun, Jung-Ik Ha, Dwarakanath V Simili (2019). "Analysis and Suppression of Slotting and Cross-Coupling Effects on Current Control in PM Synchronous Motor Drives". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 34.10, pp. 9942–9956.
- Lee, Kui-Jun et al. (2012). "Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter". In: *IEEE transactions on power electronics* 27.1, pp. 276–283.
- Liu, Jiaolong et al. (2017). "Composite energy function-based spatial iterative learning control in motion systems". In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 26.5, pp. 1834–1841.
- Liu, Xudong et al. (2018). "Combined speed and current terminal sliding mode control with nonlinear disturbance observer for PMSM drive". In: *IEEE Access* 6, pp. 29594–29601.
- Liu, Yuliang et al. (2017). "Gravitational orbit–attitude coupling dynamics of a large solar power satellite". In: *Aerospace Science and Technology* 62, pp. 46–54.
- Longman, Richard W (2000). "Iterative learning control and repetitive control for engineering practice". In: *International journal of control* 73.10, pp. 930–954.
- Lu, Haifeng, Lei Zhang, Wenlong Qu (2008). "A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF". In: *IEEE transactions on power electronics* 23.2, pp. 950–958.
- Marino, Riccardo, Patrizio Tomei (1993). "Robust stabilization of feedback linearizable time-varying uncertain nonlinear systems". In: *Automatica* 29.1, pp. 181–189.
- (2003). "Adaptive control of linear time-varying systems". In: *Automatica* 39.4, pp. 651–659.
- Mattavelli, Paolo, Luca Tubiana, Mauro Zigliotto (2005). "Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control". In: *IEEE transactions on power electronics* 20.6, pp. 1423–1431.
- Middleton, Richard H, Graham C Goodwin (1988). "Adaptive control of time-varying linear systems". In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 33.2, pp. 150–155.
- Mohamed, Yasser Abdel-Rady Ibrahim, Ehab F El-Saadany (2007). "An improved deadbeat current control scheme with a novel adaptive self-tuning load model for a three-phase PWM voltage-source inverter". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.2, pp. 747–759.
- (2008). "A current control scheme with an adaptive internal model for torque ripple minimization and robust current regulation in PMSM drive systems". In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 23.1, pp. 92–100.
- Mojiri, Mohsen, Alireza R Bakhshai (2004). "An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal". In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 49.2, pp. 314–318.
- Narendra, Kumpati S, AM Annaswamy (1989). *Adaptive control*.
- Pagilla, Prabhakar R, Biao Yu, Kiu Ling Pau (2000). "Adaptive control of time-varying mechanical systems: Analysis and experiments". In: *IEEE/ASME transactions on mechatronics* 5.4, pp. 410–418.

- Panda, Sanjib K, Jian-Xin Xu, Weizhe Qian (2008). "Review of torque ripple minimization in PM synchronous motor drives". In: *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. IEEE, pp. 1–6.
- Patil, Omkar Sudhir et al. (2020). "Adaptive Control of Time-Varying Parameter Systems with Asymptotic Tracking". In: *arXiv preprint arXiv:2007.11801*.
- Petrovic, Vladan et al. (2000). "Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 15.5, pp. 871–880.
- Pillay, Pragasen, Ramu Krishnan (1989). "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive". In: *IEEE Transactions on industry applications* 25.2, pp. 265–273.
- Qian, Weizhe, Sanjib K Panda, Jian-Xin Xu (2004). "Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control". In: *IEEE transactions on power electronics* 19.2, pp. 272–279.
- Qu, Zhihua (1998). *Robust control of nonlinear uncertain systems*. John Wiley & Sons, Inc.
- (2003). "Adaptive and robust controls of uncertain systems with nonlinear parameterization". In: *IEEE Transactions on automatic control* 48.10, pp. 1817–1824.
- Raghunathan, Raghu S, H-D Kim, Toshiaki Setoguchi (2002). "Aerodynamics of high-speed railway train". In: *Progress in Aerospace sciences* 38.6-7, pp. 469–514.
- Ren, Jianjun et al. (2016). "Uncertainty-and-disturbance-estimator-based current control scheme for PMSM drives with a simple parameter tuning algorithm". In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.7, pp. 5712–5722.
- Shakouhi, Mohammad, Mustafa Mohamadian, Ebrahim Afjei (2014). "Fault-tolerant control of brushless DC motors under static rotor eccentricity". In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62.3, pp. 1400–1409.
- Shakouhi, Seyed Mohammad, Mustafa Mohamadian, Ebrahim Afjei (2013). "Torque ripple minimisation control method for a four-phase brushless DC motor with non-ideal back-electromotive force". In: *IET Electr. Power Appl.* 7.5, pp. 360–368.
- Sheng, Tiantian et al. (2015). "Torque-ripple mitigation for brushless DC machine drive system using one-cycle average torque control". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.4, pp. 2114–2122.
- Shi, Jian, Tie-Cai Li (2012). "New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with minimum commutation time". In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60.6, pp. 2139–2146.
- Shi, Tingna et al. (2017). "A torque control strategy for torque ripple reduction of brushless DC motor with nonideal back electromotive force". In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 64.6, pp. 4423–4433.
- Sun, Mingxuan, SS Ge (2004). "Adaptive rejection of periodic & non-periodic disturbances for a class of nonlinearly parametrized systems". In: *Proceedings of the 2004 American Control Conference*. Vol. 2. IEEE, pp. 1229–1234.
- Tsakalis, Kostas S, Petros A Ioannou (1993). *Linear time-varying systems: control and adaptation*. Prentice-Hall, Inc.
- Türker, Türker, Umit Buyukkeles, A Faruk Bakan (2016). "A robust predictive current controller for PMSM drives". In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.6, pp. 3906–3914.

- Türker, Türker, Ihsan Obayes Khudhair Khudhair (2017). “A switched current controller with commutation delay compensation for the reduction of commutation torque ripple in BLDCM drives”. In: *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* 25.4, pp. 2635–2646.
- Türker, Türker, Gürcan Yanik, et al. (2017). “A discrete-time nonlinear robust controller for current regulation in PMSM drives”. In: *Journal of Electrical Engineering & Technology* 12.4, pp. 1537–1547.
- Valle, Rodolfo L et al. (2017). “Unipolar PWM predictive current-mode control of a variable-speed low inductance BLDC motor drive”. In: *IET Electr. Power Appl.* 11.5, pp. 688–696.
- Verrelli, Cristiano Maria et al. (2016). “Repetitive learning position control for full order model permanent magnet step motors”. In: *Automatica* 63, pp. 274–286.
- Wang, Jiang, Naira Hovakimyan, Chengyu Cao (2010). “Verifiable adaptive flight control: unmanned combat aerial vehicle and aerial refueling”. In: *Journal of guidance, control, and dynamics* 33.1, pp. 75–87.
- Wang, Youqing, Furong Gao, Francis J Doyle III (2009). “Survey on iterative learning control, repetitive control, and run-to-run control”. In: *J. Process Control* 19.10, pp. 1589–1600.
- Xia, Changliang, Guokai Jiang, et al. (2015). “Switching-gain adaptation current control for brushless DC motors”. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63.4, pp. 2044–2052.
- Xia, Changliang, Youwen Xiao, et al. (2013). “Torque ripple reduction in brushless DC drives based on reference current optimization using integral variable structure control”. In: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 61.2, pp. 738–752.
- Xu, Jian-Xin (2004). “A new periodic adaptive control approach for time-varying parameters with known periodicity”. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 49.4, pp. 579–583.
- (2011). “A survey on iterative learning control for nonlinear systems”. In: *International Journal of Control* 84.7, pp. 1275–1294.
- Xu, Jian-Xin, Deqing Huang (2008). “Spatial periodic adaptive control for rotary machine systems”. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 53.10, pp. 2402–2408.
- Xu, Jian-Xin, Sanjib Kumar Panda, et al. (2004). “A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization”. In: *IEEE Transactions on industrial electronics* 51.3, pp. 526–536.
- Xu, Jian-Xin, Rui Yan (2006). “On repetitive learning control for periodic tracking tasks”. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 51.11, pp. 1842–1848.
- Yan, Luocheng et al. (2019). “Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous machines by minimal harmonic current injection”. In: *IET Power Electronics* 12.6, pp. 1368–1375.
- Yang, Jun et al. (2016). “Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives—A survey”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.4, pp. 3273–3285.
- Yang, Rui et al. (2018). “Robust predictive current control with variable-gain adaptive disturbance observer for PMLSM”. In: *IEEE Access* 6, pp. 13158–13169.
- Yoshizawa, Tarō (1966). *Stability Theory by Liapunov's Second Method*. Vol. 9. Mathematical Society of Japan.

- Zhang, Chun-Li, Jun-Min Li (2014). “Adaptive iterative learning control of non-uniform trajectory tracking for strict feedback nonlinear time-varying systems”. In: *International Journal of Automation and Computing* 11.6, pp. 621–626.
- (2015). “Adaptive iterative learning control of non-uniform trajectory tracking for strict feedback nonlinear time-varying systems with unknown control direction”. In: *Applied Mathematical Modelling* 39.10-11, pp. 2942–2950.
- Zhang, Xiaoguang, Benshuai Hou, Yang Mei (2016). “Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.5, pp. 3818–3834.
- Zhang, Xiaoguang, Liang Zhang, Yongchang Zhang (2018). “Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement”. In: *IEEE Trans. Power Electron.* 34.2, pp. 1645–1657.
- Zhang, Zhengqiang, Xue-Jun Xie, Shuzhi Sam Ge (2019). “Adaptive Tracking for Uncertain MIMO Nonlinear Systems With Time-Varying Parameters and Bounded Disturbance”. In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*.
- Zhou, Kemin, Pramod P Khargonekar (1988). “Robust stabilization of linear systems with norm-bounded time-varying uncertainty”. In: *Systems & Control Letters* 10.1, pp. 17–20.
- Zhu, S, MX Sun (2020). “Robust adaptive repetitive control for a class of nonlinear periodically time-varying systems”. In: *International Journal of Control*, pp. 1–10.

A SERİ YAKINSAMASI VE İSPATI

Bir sınıf değişken periyotlu dinamik sistemin periyodik kontrolünün verildiği bu tez çalışmasında gerçekleştirilen yakınsama analizlerinde serilerin yakınsaması bilgisi kullanılmaktadır. Sistem durumunun veya tanımlanan sistem hata değişkeninin sıfıra yakınsamasında kullanılan seri yakınsaması bilgisini daha anlaşılır kılmak için bu bölümde bir Teorem ve İspatı sunulmaktadır.

Teorem A.1. $\sum_{n=1}^{\infty} a_n$ gerçekteğerli a_n ile bir yakınsak seri olsun ve $\lim_{n \rightarrow \infty} a_n = 0$ olmaktadır.

İspat. $\sum_{n=1}^{\infty} a_n$ serisi gerçekteğerli bir değere yakınsaması durumunda, farklı bir deyişle serinin kısmi toplamlarının yakınsadığı değere C olursa, yani

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n = C \quad (\text{A.1})$$

elde edilebilmektedir. Ayrıca

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^n a_k = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(a_n + \sum_{k=1}^{n-1} a_k \right) \quad (\text{A.2})$$

$$= \lim_{n \rightarrow \infty} a_n + \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{k=1}^{n-1} a_k \quad (\text{A.3})$$

yazılabilmektedir. Bunun yanında, $n \rightarrow \infty$ gittiğinde

$$\sum_{k=1}^{n-1} a_k \quad (\text{A.4})$$

serisi de C değerine yakınsamaktadır. Sonuç olarak, (A.3) eşitliğinde yakınsama değerleri yerine konulduğu takdirde

$$C = \lim_{n \rightarrow \infty} a_n + C \quad (\text{A.5})$$

yazılabilmektedir. Böylece

$$\lim_{n \rightarrow \infty} a_n = 0 \quad (\text{A.6})$$

elde edilmektedir ve ispat burada tamamlanmaktadır.



B YOUNG EŞİTSİZLİĞİ VE İSPATI

Bu alt başlıkta, bu tez içerisinde gerçekleştirilen yakınsa analizlerinde kullanılan ve öneme sahip Young eşitsizliği ve onun ispat yollarından bir tanesi verilmektedir.

Teorem B.1. *Verilen*

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1 \quad (\text{B.1})$$

eşitliğini sağlayan ve, her $p, q \in (1, \infty)$ ve pozitif tanımlı her $x, y \in (0, \infty)$ şartları altında

$$\frac{x^p}{p} + \frac{y^q}{q} \geq xy \quad (\text{B.2})$$

eşitsizliği sağlanmaktadır.

İspat.

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1 \quad (\text{B.3})$$

farklı bir ifade ile

$$p = \frac{m+n}{m}, \quad q = \frac{m+n}{n} \quad (\text{B.4})$$

olarak yazılabilmektedir ve burada m ve n pozitif sayıları göstermektedir. Bu noktada, $x = a^{\frac{1}{p}}$ ve $y = b^{\frac{1}{q}}$ yazılırsa,

$$\begin{aligned} \frac{x^p}{p} + \frac{y^q}{q} &= \frac{a}{\frac{m+n}{m}} + \frac{b}{\frac{m+n}{n}} \\ &= \frac{ma + nb}{m+n} \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

eşitliği elde edilmektedir. Dahası, aritmetik ve geometrik ortalamaların eşitsizliklerinden faydalanılarak

$$\begin{aligned}\frac{ma + nb}{m + n} &\geq (a^m b^n)^{\frac{1}{m+n}} \\ &= a^{\frac{1}{p}} b^{\frac{1}{q}} \\ &= xy\end{aligned}\tag{B.6}$$

yazılmaktadır. Böylece,

$$\frac{x^p}{p} + \frac{y^q}{q} \geq xy\tag{B.7}$$

eşitsizliğinin sağlandığı gösterilmektedir ve ispat burada tamamlanmaktadır. ■

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Makale

1. Adıgüzel, Fatih, Türker Türker (2021). "A Periodic Adaptive Current Controller for Torque Ripple Reduction in Uncertain Permanent Magnet Synchronous Motor Drives". In Journal of Vibration and Control. (Kabul edildi, basım aşamasında)
2. Adıgüzel, Fatih, Türker Türker (2022). "A Periodic Adaptive Controller for the Torque Loop of Variable Speed Brushless DC Motor Drives with Non-ideal Back-Electromotive Force". In Automatika: Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications. (Hakem incelemesinde)

Konferans Bildirisi

1. Adıgüzel, Fatih, Türker Türker (2019). "Anahtarlanmış FDAM Sürücüsü için Periyodik Uyarlamalı Kontrol, Bölüm-1: Sürekli-Zamanlı Durum". In: TOK'2019 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı. pp. 180-185
2. Adıgüzel, Fatih, Türker Türker (2019). "An Adaptive Controller for the Torque Loop of BLDCM with Unknown Back-EMF Signals". In: 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO). IEEE, pp. 744-748.

Proje

1. 117E188 numaralı Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Ayırık Zamanlı Çift-Modelli Sistemler için Kararlılık ve Kararlı Kılınabilme Şartlarının Ortaya Konulması, Kontrolcü Tasarımı Ve Uygulaması (TÜBİTAK projesi)