

T.C.
ABANT İZZET BAYSAL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



**TRAPEZOİDAL VE SİNUSOİDAL KOMUTASYON
TEKNİKLERİ KULLANILARAK PMSM’NİN HIZ VE
POZİSYON KONTROLLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

AHMET DALKIN

BOLU, TEMMUZ - 2016

T.C.
ABANT İZZET BAYSAL ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI



TRAPEZOİDAL VE SİNUSOİDAL KOMUTASYON
TEKNİKLERİ KULLANILARAK PMSM'NİN HIZ VE
POZİSYON KONTROLLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

AHMET DALKIN

BOLU, TEMMUZ - 2016

KABUL VE ONAY SAYFASI

Ahmet DALKIN tarafından hazırlanan "Trapezoidal ve Sinusoidal Komütasyon Teknikleri Kullanılarak PMSM'nin Hız ve Pozisyon Kontrollerinin Karşılaştırılması " adlı tez çalışması 15.07.2016 tarihinde Abant İzzet Baysal Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Danışman
Prof. Dr. Erdal BEKİROĞLU

Üye
Prof. Dr. Oğuz ÜSTÜN

Üye
Doç. Dr. Uğur GÜVENÇ

İmza



Prof. Dr. Duran KARAKAŞ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



Aileme,

ETİK BEYAN

Abant İzzet Baysal Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

AHMET DALKIN

ÖZET

**TRAPEZOİDAL VE SİNUSOİDAL KOMUTASYON TEKNİKLERİ
KULLANILARAK PMSM’NİN HIZ VE POZİSYON KONTROLLERİNİN
KARŞILAŞTIRILMASI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
AHMET DALKIN
ABANT İZZET BAYSAL ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI: PROF. DR. ERDAL BEKİROĞLU)**

BOLU, TEMMUZ - 2016

Bu çalışmada PMSM ‘nin hız ve pozisyon kontrolü oransal (P) ve oransal-integral (PI) denetleyiciler kullanarak gerçekleştirilmiştir. Pozisyon denetiminde (P) ve hız denetiminde (PI) denetleyici kullanılmıştır. Geleneksel denetleyici kapsamına giren P ve PI denetleyicilerin katsayılarının bulunması için deneme yanılma yöntemi çok kolay bir yöntem olarak görülebilir. Ancak katsayılar tek tek manuel olarak deneneceği için hem bu işlemler uzun zaman gerektirir hem de en uygun katsayıların bulunması oldukça zordur. Bunun dışında analitik yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemler doğrusal olmayan sistemlerde elverişli olmadığından dolayı bu çalışmada genetik arama algoritması kullanılarak katsayılar belirlenmiştir. Ayrıca sisteme sinusoidal ve trapezoidal referans akım uygulanmış, farklı hız ve pozisyon koşullarında denetim sisteminin benzetim çalışmaları gerçekleştirilerek hızlar kendi aralarında, pozisyonlar kendi aralarında karşılaştırılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda; hem hız hem de pozisyon denetiminde, sinusoidal referans akım uygulamasının daha iyi sonuç verdiği benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

ANAHTAR KELİMELELER: Sinusoidal Komutasyon, Trapezoidal Komutasyon, Genetik Algoritma, Hız Kontrolü, Pozisyon Kontrolü

ABSTRACT

**THE COMPARISON OF SPEED AND POSITION CONTROL OF PMSM
BY USING TRAPEZOIDAL AND SINUSOIDAL COMMUTATION
TECHNIQUES
MSC THESIS
AHMET DALKIN
ABANT IZZET BAYSAL UNIVERSITY GRADUATE SCHOOL OF
NATURAL AND APPLIED SCIENCES
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING
(SUPERVISOR: PROF. DR. ERDAL BEKIROGLU)**

BOLU, JULY 2016

In this study, PMSM's (Permanent Magnet Synchronous Motor) speed and position are controlled by using (P) proportional and (PI) proportional-integral controller. P and PI controllers are used for position control and speed control, respectively. Trial- and-error method can be seen as an easy method in order to determination of conventional controllers within scope of coefficients P and PI controllers. The coefficients will be tested one by one manual but at this time both these operations manual requires a long time and also finding the suitable coefficients is extremely difficult. Except this method, analytic methods are developed. These methods are incapable on such that PMSM systems. For this reason these parameters are defined as using genetic search algorithms in this study. In addition, trapezoidal and sinusoidal reference current is applied to the system and simulation studies are achieved for the performance of the proposed control systems under different speed and position conditions and at the same time speed and position comparisons are realized. Studies show that; both the speed and position control, sinusoidal reference current application has given better results and this is shown by simulation studies.

KEYWORDS: Sinusoidal Commutation, Trapezoidal Commutation, Genetic Algorithm, Speed Control, Position Control

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	v
ABSTRACT	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ŞEKİL LİSTESİ.....	viii
TABLO LİSTESİ	x
KISALTMA VE SEMBOLLER LİSTESİ	xi
TEŞEKKÜR	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	5
2.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı.....	6
2.1.1 Stator	7
2.1.1.1 Saçlar	8
2.1.1.2 Sargılar	8
2.1.2 Rotor	8
2.1.3 Hava Aralığı.....	10
2.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli	11
2.2.1 3 - Faz PMSM Modeli	11
2.2.2 Rotor Referans Düzleminde PMSM Modeli	15
2.2.3 2-Faz Sabit Referans Düzlemde PMSM Modeli ($\alpha\beta$ Model)	16
3. PMSM SÜRME SİSTEMİNİN TASARIMI VE MODELLENMESİ... 18	
3.1 Üç Faz Eviricinin Kararlı Durumdaki Devre Analizi.....	20
3.2 Histeresis Band Akım Kontrolü	37
4. GENETİK ALGORİTMALAR	40
4.1 Genetik Arama Algoritmasının Yapısı ve Çalışması	42
4.1.1 Genetik İşlemciler	44
4.1.1.1 Seçme (Selection).....	44
4.1.1.2 Çaprazlama (Crossover).....	45
4.1.1.3 Değişim (Mutasyon)	46
5. PMSM'NİN HIZ VE POZİSYON KONTROLÜ	49
6. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	51
7. SONUÇLAR.....	95
8. KAYNAKLAR.....	96
9. ÖZGEÇMİŞ	101

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1. PMSM'nin Görünüşü	7
Şekil 2.2. Sürekli Mıknatıs Rotor Şekilleri.....	10
(a) Yüzey Yerleştirmeli Mıknatıslar	10
(b) İç Yerleştirmeli Mıknatıslar	10
(c) Eksenal Mıknatıslamalı Gömülü Mıknatıslar	10
(d) Çevresel Mıknatıslamalı Gömülü Mıknatıslar	10
Şekil 2.3. PMSM'nin üç faz eşdeğer devresi	11
Şekil 2.4. Rotor Referans Düzleminde PMSM Modeli	15
Şekil 3.1. PMSM Sürme Sistemi	19
Şekil 3.2. PMSM'nin Sürücü Eşdeğer Devresi	20
Şekil 3.3. I. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi	22
Şekil 3.4. II. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi	24
Şekil 3.5. III. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi	26
Şekil 3.6. IV. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi	28
Şekil 3.7. V. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi	31
Şekil 3.8. VI. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi	33
Şekil 3.9. I. Anahtarlama Durumunda Devre Analizi ile Çözüm Devresi.....	35
Şekil 3.10. Histerezis Bant Akım Denetleyici	39
(a) Histerezis Bant Akım Denetleyici Blok Diyagramı	39
(b) Histerezis Bant Akım Denetleyici 1 Faz Akım ve Anahtarlama Durumları	39
Şekil 4.1. Genetik Algoritma Akış Diyagramı	48
Şekil 5.1. Oransal Integral Denetleyici Blok Diyagramı	50
Şekil 6.1. Sinusoidal Referans Akım	52
Şekil 6.2. Trapezoidal Referans Akım	53
Şekil 6.3.(a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	54
Şekil 6.3.(b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	54
Şekil 6.3.(c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	55
Şekil 6.3.(d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	55
Şekil 6.4.(a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	56
Şekil 6.4.(b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	57
Şekil 6.4.(c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	57
Şekil 6.4.(d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	58
Şekil 6.5.(a) 500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	59
Şekil 6.5.(b) 1000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	59
Şekil 6.5.(c) 1500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	60
Şekil 6.5.(d) 2000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	60
Şekil 6.6.(a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	61
Şekil 6.6.(b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	62
Şekil 6.6.(c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	62
Şekil 6.6.(d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	63

Şekil 6.7.(a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	64
Şekil 6.7.(b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	64
Şekil 6.7.(c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	65
Şekil 6.7.(d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	65
Şekil 6.8.(a) 500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	66
Şekil 6.8.(b) 1000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	67
Şekil 6.8.(c) 1500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	67
Şekil 6.8.(d) 2000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	68
Şekil 6.9.(a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	69
Şekil 6.9.(b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	69
Şekil 6.9.(c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	70
Şekil 6.9.(d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	70
Şekil 6.10.(a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	71
Şekil 6.10.(b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	72
Şekil 6.10.(c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız	72
Şekil 6.10.(d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız	73
Şekil 6.11.(a) 500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	74
Şekil 6.11.(b) 1000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	74
Şekil 6.11.(c) 1500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	75
Şekil 6.11.(d) 2000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız	75
Şekil 6.12. Farklı Yük Değerleri için Referans Hız ve Gerçek Hızlar	76
Şekil 6.13.(a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	77
Şekil 6.13.(b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	77
Şekil 6.13.(c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	78
Şekil 6.14.(a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	79
Şekil 6.14.(b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	79
Şekil 6.14.(c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	80
Şekil 6.15.(a) 2π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	81
Şekil 6.15.(b) π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	81
Şekil 6.15.(c) $\pi/2$ rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	82
Şekil 6.16.(a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	83
Şekil 6.16.(b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	83
Şekil 6.16.(c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	84
Şekil 6.17.(a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	85
Şekil 6.17.(b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	85
Şekil 6.17.(c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	86
Şekil 6.18.(a) 2π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	87
Şekil 6.18.(b) π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	87
Şekil 6.18.(c) $\pi/2$ rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	88
Şekil 6.19.(a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	89
Şekil 6.19.(b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	89
Şekil 6.19.(c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	90
Şekil 6.20.(a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	91
Şekil 6.20.(b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	91
Şekil 6.20.(c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon	92
Şekil 6.21.(a) 2π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	93
Şekil 6.21.(b) π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	93
Şekil 6.21.(c) $\pi/2$ rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon	94

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 3.1. Anahtarlama Durumları.	21
Tablo 4.1. İki Bitlik Çaprazlama Örneği	46
Tablo 4.2. Mutasyon Örneği.....	46
Tablo 6.1. PMSM'nin Parametreleri	51



KISALTMA VE SEMBOLLER LİSTESİ

Semboller

B	: Sürtünme torku
d/q	: Sabit referans eksen
e	: Hata değeri
e_a, e_b, e_c	: Zıt elektromotor kuvvetleri
e_ω	: Hız hatası (rad/s)
i_a, i_b, i_c	: Faz akımları
i_{DA}	: Evirici Besleme Akımı
I_m	: Maksimum akım
J	: Atalet torku
k_a, k_b, k_c	: Zıt elektromotor kuvveti katsayıları
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	: Faz sargılarının toplam endüktansları
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	: Faz sargılarının karşılıklı endüktansları
L_{ss}	: Faz sargılarının toplam endüktansı
M	: Karşılıklı (mutual) endüktans
P	: Rotor kutup sayısı
R_a, R_b, R_c	: Faz sargılarının omik dirençleri
$S_a - \overline{S_c}$	: Evirici anahtarları
T_L	: Yük torku (Nm)
T_e	: Üretilen elektriksel tork (Nm)
v_a, v_b, v_c	: Faz gerilimleri (V)
U, V, W	: Y bağlı PMSM'nin bağlantı uçları
V_{DA}	: Evirici besleme gerilimi
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	: Faz sargılarının manyetik akıları (Weber)
θ_r	: Elektriksel pozisyon (rad)
θ_m	: Mekanik pozisyon (rad)

ω_r	: Elektriksel hız (rad/s)
ω_m	: Mekanik hız (rad/s)
K_p, K_i	: Denetim katsayıları

Kısaltmalar

AA	: Alternatif Akım
Al-Ni-Co	: Alüminyum-Nikel-Kobalt
DA	: Doğru Akım
DSP	: Sayısal İşaret İşlemci
GA	: Genetik Algoritma
HP	: Beygir Gücü
Nd-Fe-B	: Nidyum-Demir-Boron
P	: Oransal
PI	: Oransal - İntegral
PID	: Oransal - İntegral - Türev
PMSM	: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
PWM	: Darbe Genlik Modülasyonu
Sm₂Co₁₇	: Samaryum-Kobalt

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım süresince değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Sayın Prof. Dr. Erdal BEKİROĞLU'na, kıymetli bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım Sayın Prof. Dr. Oğuz ÜSTÜN'e, Sayın Öğr. Gör. Uğur Muhsin Doğan'a, Sayın Arş. Gör. Mithat ÖNDER'e, ve çalışmalarım boyunca maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen aileme teşekkür ederim.



1. GİRİŞ

Günümüzde teknolojinin her alanında olduğu gibi, endüstriyel tahrik sistemlerinde de hızlı bir büyüme süreci başlamıştır. Güç elektroniği anahtarlama elemanlarında anahtarlama hızlarının artmış olması, yüksek anahtarlama frekansı isteyen denetim tekniklerinin kullanılmasını, yüksek performanslı tahrik sistemlerinin uygulanabilirliğini mümkün kılmıştır. Ayrıca mikroişlemci mimarilerinin geliştirilmesi, karmaşık kontrol algoritmalarının sistemlere uygulanabilmesine olanak sağlamıştır. Ancak asenkron motorların veriminin kayma ile değişmesi, reaktif güce ihtiyaç göstermesi ve özellikle robotik gibi üstün performanslı uygulamalar için olması gereken yüksek moment/ağırlık oranına sahip olmayışı nedeniyle, farklı çözüm arayışları başlamıştır. Bu nedenle yüksek performanslı uygulamalar için; özellikle sürekli mıknatıslı senkron motorların yüksek güç yoğunluğu, moment ve verim gibi avantajlarından dolayı, sistem modellemesi ve denetimi uygulamaları için farklı algoritma geliştirme çalışmaları sürekli mıknatıslı senkron motorlar üzerine yoğunlaşmıştır (Özçira vd., 2012).

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda (PMSM) uyartım gerilimi sağlamak amacıyla rotorda sargı yerine sürekli mıknatısların kullanılması ile fırça ve kolektör yapısından kaynaklanan dezavantajlar da giderilmiş olur. Bunlara ek olarak ısı kayıpları ortadan kalktığı için sıcaklık sınırları genişlemekte ve aynı boyuttaki bir makineden daha büyük güçler alınabilmektedir. Genellikle PMSM 'nin rotorunda $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ veya Nd-Fe-B gibi yüksek enerjili sürekli mıknatıs kullanılır. Bunun nedeni ise; hava aralığı indüksiyonunu sargılı makinelerden daha yüksek değerlerde tutması ve rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını ortadan kaldırarak verimin aynı güçteki asenkron motordan daha yüksek olmasını sağlamasıdır. (Özçira vd., 2012).

PMSM'ler klasik senkron motorlarla kıyaslandığında alan sargısı DA kaynağı, bilezik gibi ekipmanlara ihtiyaç duymadığından kayıpları çok azdır. Bu tip makinalarda rotor denetimi yoktur, bütün denetimler stator tarafından gerçekleştirilir (Ustun, 2004).

PMSM'ler DA motorları ile karşılaştırıldığında aşağıda sıralanan üstünlüklere sahiptirler.

- Fırça ve kollektör kayıpları yoktur, böylece verimleri daha yüksektir.
- Sağlam yapıdadırlar ve ucuza mal edilirler. Ayrıca bakım maliyeti oldukça azdır.
- Kıvılcım sorunu olmadığından yüksek hızlarda ve yangın tehlikesi olan yerlerde kullanılabilirler.
- Atalet torkları düşük olduğundan dolayı performansları daha iyidir.
- Tork / ağırlık oranları daha yüksektir.

PMSM'lerin bazı olumsuz yanları da aşağıda sıralanmıştır.

- Şebeke frekansına bağlı olarak sabit bir hızda çalışabilirler. Kontrol edilmeksizin hızın değişimi söz konusu değildir. Uygulama alanları da sabit hızın gerektiği yerlerdir.
- Jeneratör olarak çalıştırıldığında, uyarma akımı olmadığından dolayı gerilim kontrolü yapılamaz.
- Kullanılan mıknatıslı malzemeler uygun seçilmezse zamanla mıknatısiyetliğini kaybetmeleri mümkündür.
- Bu makinelerin güçleri arttıkça boyutlarının da artacağı düşünülürse kütlelerinin de artması maliyet bakımından sakınca yaratmaktadır.

PMSM'lerin en büyük dezavantajı ise moment üretebilmesi için konum bilgisine ihtiyaç duymasıdır. Ayrıca hız kontrolü gerektiren uygulamalarda kontrol edilebilmesi için hız bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. PMSM'lerde hız bilgisi DA takojeneratörlerden ya da DA fırçasız takojeneratörler kullanılarak algılanmaktadır. Konum bilgisi ise elektromanyetik resolver, alan etkili algılayıcılar ya da optik kodlayıcılar kullanılarak elde edilmektedir. Bu yüzden PMSM'ler üretilirken milinde konum algılaması için encoder ile beraber üretilirler. Ancak bu konum algılayıcıları motorun boyutunu büyütmede, kullanım alanını sınırlandırmaktadır (Demirbaş, 2001).

Literatürde PMSM'nin hız ve pozisyon denetimi ile ilgili birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmalarda genellikle PMSM; oransal (P), oransal-integral (PI) ve

oransal-integral-türev (PID) gibi klasik doğrusal denetleyicilerle kontrol edilmiştir. Bu üç geleneksel denetim yöntemi içerisinde en çok kullanılan yöntem oransal-integral (PI) kontrolüdür.

PI kontrolün en büyük avantajı integral denetleyicinin sisteme olan katkısıdır. Özellikle birçok sistemde sürekli durum hatası ya da oransal ofset kabul edilemez. Bu nedenle oransal (P) denetimin dezavantajı olan sürekli durum hatasının ortadan kaldırılması ve çıkışta oluşan zayıf denetim sinyallerinin yükseltilmesi gereklidir. İntegral alma yaklaşımı ile sürekli durum hatası giderilebilir. İntegral etkisi oransal ofseti ortadan kaldıran bir otomatik resetleme sağlar. Bunun yanı sıra yükseltme değeri arttıkça hata da buna bağlı olarak azalacaktır. Bu bağlamda, hata sinyali çok uzun süre ısrarla devam ederse kademeli olarak denetleyici çıkışı yükseltilmelidir. Hata sinyalinin integrali alınıp denetleyici çıkışına integral değeri eklenmelidir. Bu yapılan işlemlerle oransal-integral (PI) denetim elde edilir (Sarioğlu, 1997).

PI denetimin en belirgin sakıncası ise sistemin ilk başlamasında denetlenen değişken set değerini geçmesidir. Bu ilk salınımdaki yükselmeye üst aşım (overshoot) ve set değerinin altına düştüğü en düşük alçalmaya ise alt aşım (undershoot) denir. Sistemde meydana gelen bu türden ani darbelere engel olunamaz (Sarioğlu, 1997).

Geleneksel denetleyici kapsamına giren P, PI, PID kontrol yapısında katsayıların bulunması için birkaç metot oluşturulmuştur. Motorun hız ve pozisyonuna bakılarak deneme yanılma yöntemiyle katsayılar manuel olarak ayarlanabilir. Deneme yanılma metodu çok kolay bir yöntem olarak görülebilir. Ancak katsayılar tek tek manuel olarak deneneceği için hem bu işlemler uzun zaman gerektirir hem de en uygun katsayıların bulunması oldukça zordur. Bunun dışında analitik yöntemler geliştirilmiştir. Analitik yöntemlerde sistemin karakteristik denklemi elde edilerek katsayılar bulunabilir. Bu analitik yöntemlerden biri de genetik algoritmalarıdır. Genetik algoritmalar sistem modeline ihtiyaç duyulmaması, çok boyutlu sistemlerde kolaylıkla çözüm üretebilmesi ve kolay bir şekilde yerel (lokal) minimumlara takılmamasından dolayı oldukça sık kullanılan bir arama algoritmalarıdır (Ustun, 2016).

C.H. De Angelo ve arkadaşları ne sinüse ne de trapeze benzemeyen bir şekil kullanarak yani referans akıma harmonikler yardımıyla farklı bir şekil vererek, observer yapısı ile birlikte PMSM'nin hız kontrolünü sensörsüz gerçekleştirmişlerdir (De Angelo vd., 2005). Je-Wook Park ve arkadaşları PI kontrollü PMSM sürme sisteminde; kare şeklinde akım referansı uygulamış ve hızın kontrolünü gerçekleştirmiştir. Ayrıca basamak şeklinde pozisyon referansı verilerek motorun pozisyon kontrolünü de gerçekleştirmişlerdir. Parametre hatalarından kaynaklanan pozisyon hatasını, komutasyon noktalarındaki akım bozulmalarını ve zıt elektromotor kuvveti (emk)'nin şeklini; bir PI kontrolör ve farklı referans akımlar kullanarak ayrıca düzenlemişlerdir (Wook Park vd., 2013). Noboro Koshio ve arkadaşları sinusoidal PWM tekniğini kullanarak PMSM'nin pozisyon sensörsüz hız ve pozisyon kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Çalışmada akım dalga formlarını sinüse yakın hale getirmek için ayrıca invertörün çıkış tarafına bobinler eklenmiştir (Koshio vd., 2009). Matsui ve Ohashi DSP kontrollü bir çalışmayla motorun faz akımlarını kullanarak hız kontrolü yapmıştır. Burada gerçek ve referans hız sinyallerini karşılaştırılması yapılarak aradaki fark hata sinyali olarak üretilmiştir. Hata sinyalini PI kontrollü sistemde kullanarak referans akım değerlerini belirlemiştir (Matsui ve Ohashi, 1992). Low ve arkadaşları sinüzoidal akım kontrolünden farklı olarak fırçasız DA motorunda tork kontrolünü gerçekleştirmiştir. Tork kontrolü yaparken pozisyon ve hız kontrollerini de gerçekleştirmiştir. Hız kontrolünde PI (proportional-integral) yöntemini kullanmışlardır (Low, 1992).

Bu tez çalışmasında PMSM'nin hız kontrolü ve pozisyon kontrolü gerçekleştirilmiştir. Hız kontrolü için geleneksel bir denetleyici olan PI, pozisyon kontrolü için de P denetleyici kullanılmıştır. PI ve P denetleyicilerin katsayıları genetik arama algoritması ile belirlenmiştir. Böylece gerçek hız ve pozisyonun, referans hız ve pozisyonu aşım olmadan ve hızlıca yakalaması için optimum katsayılar belirlenmiş olur. Bilindiği üzere PMSM'nin zıt emk şekli sinüzoidaldir. Çalışmada motora referans akım önce sinusoidal şekilde, sonra da trapezoidal şekilde uygulanmış ve farklı çalışma koşullarında hızlar kendi aralarında, pozisyonlarda kendi aralarında karşılaştırılmıştır.

2. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Yaklaşık olarak 1930'lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı daimi mıknatısların bulunması sayesinde, sürekli mıknatıslarla uyarılmış büyük makinaların yapımı kolaylaşmıştır. Sabit mıknatıslı malzemelerin bulunması ve bu malzemelerin kullanılması ile uyarılan yeni makinaların geliştirilmesi için çalışmalar uzun yıllardır devam etmektedir. Bu tip makinaların günümüze kadar olan gelişimi sürekli mıknatıslı malzemelerin gelişmesine paralel olmaktadır. 1950'li yıllarda Baryum, Stronsiyum ve Kurşun 'un demir oksitle oluşturduğu ferrit malzemelerin bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatıs malzemelerin elektrik makinalarında kullanılmasına yol açmıştır (Casella, 2003).

İlk olarak 1953 yılında Al-Ni-Co mıknatıslarla uyarılmış senkron makina F.W.Merril tarafından tasarlanmıştır. Asenkron motorun kafes içindeki rotoruna açılan oluklara Al-Ni-Co mıknatıslardan yapılmış çubuklar yerleştirilmiştir. J.F.Douglas ise Merrill'in geliştirmiş olduğu senkron makinanın akım eğrilerini incelemiştir (Casella, 2003).

K.Falk, iyi özelliklere sahip Al-Ni-Co mıknatıs malzemeler üzerinde çalışmalar yapmıştır. Ayrıca kaçak akı oluklarının motor davranışına olan etkilerini incelemiştir. W.Volkrodt 1960 yılında ferrit mıknatıs malzemeleri kullanarak senkron motor tasarımını gerçekleştirmiştir. Bu tasarımda da asenkron motor esas alınmıştır. Sabit mıknatıs malzemeler rotorun baş kısmına yerleştirilmiştir. Yapılan çalışmalarda manyetik devreyi motorun reaktanslarını stator alanının mıknatıslar üzerindeki etkilerini incelemiştir. Bununla birlikte mıknatıs malzemelerin özelliklerinin ve dolayısıyla çalışma noktalarının değişmemesi için sınır koşulları da verilmektedir (Casella, 2003).

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar stator yapısı bakımından asenkron ve klasik senkron motorlar ile benzer özelliklere sahiptirler. PMSM'ler diğer tip AA sürücülü elektrik motorlarına göre üstünlüklere sahiptir. Asenkron motorun stator akımı hem tork üretmek hem de rotoru mıknatıslanmak için mıknatıslanma bileşeni olmak üzere iki bileşene ayrılır. PMSM'nin rotoru sürekli mıknatıstan

yapıldığı için asenkron motorlarda olduğu gibi bir mıknatıslanma bileşeni yoktur yani statordan mıknatıslanma için fazladan bir akım çekilmez, statordan geçen akım sadece tork üretmek için kullanılır. Aynı çıkış elde etmek için PMSM'ler asenkron motorlara göre daha az enerji harcar. Bu nedenle verimleri yüksektir.

Diğer yandan klasik senkron motorlarda uyarım sargısının beslenmesi için bir DA kaynağı ve bu gücü aktarmak için bilezik yada fırçalar gibi ek donanım gerektirir. DA kaynak, fırça ve bileziklerin sürekli bakıma ihtiyaç göstermeleri ve alan sargılarında fazladan güç kaybının oluşması gibi iletkenler PMSM'lerin ortaya çıkmasında temel oluşturmuştur. PMSM'lerin indüklediği zıt emk, faz akımı ve ürettiği tork klasik senkron makina ile aynı özellikleri gösterir. Motorlar akımlarına göre incelendiğinde aynı akımda PMSM diğer makinalara göre daha yüksek tork ve güç üretmektedir. Bu özelliklerinden dolayı, uzay araştırmaları, robotik gibi yüksek performans gerektiren uygulamalarda tercih edilmektedir.

PMSM'lerin günümüzdeki uygulamalarda 30 HP ye kadar kullanımları yaygındır ve bunun yanında 125 HP ye kadar da üretimleri de mevcuttur (Moghbelli ve H. Rahid, 1990).

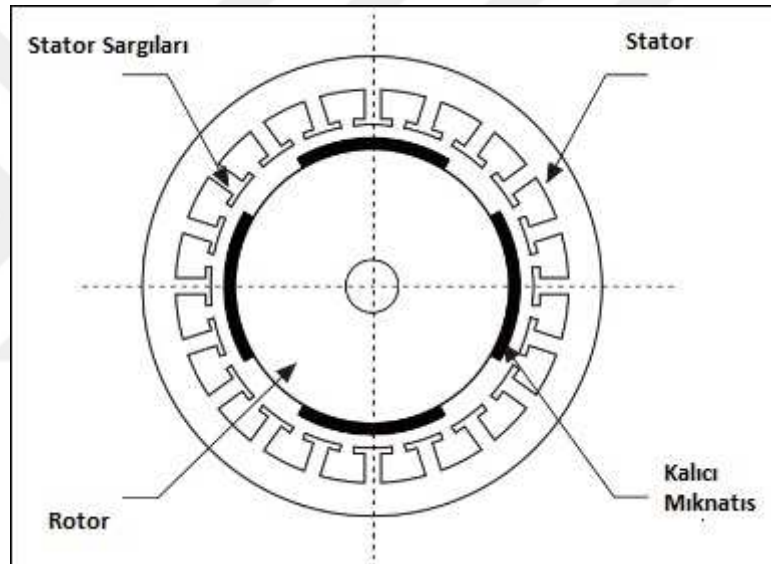
2.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

Bilindiği üzere klasik yapıdaki senkron makinaların rotorunda doğru akım (DA) ile beslenen uyarma sargıları bulunmaktadır. Bu sargılar sayesinde motor olarak çalışan makinada stator sargılarının yarattığı alternatif alan etkisi ile amortisör sargılarından geçen akım rotora F kuvveti uygulayarak motorun asenkron çalışmasını sağlar. Senkron motorda moment üretilmesi yani senkron çalışabilmesi için frekanstan bağımsız DA uyarma gereklidir. Yükten bağımsız sabit hızda çalışması istenen uygulamalarda uyarma sargısı DA ile beslenen klasik yapıdaki senkron motorlar kullanılmaktadır. Kompresör, konveyörler gibi değişken hız tahriği gerektiren uygulamalarında ise, senkron motorlar frekans kaynaklı evirici ile kontrol edilmektedir (Teker, 2008).

Senkron motorların uyarma şekline bağlı olarak farklı tipleri bulunmaktadır. Bunlar DA uyarma sargıları, daimi mıknatıslar ile olabildiği gibi relüktans tipinde de

olabilmektedir. Sabit mıknatıslar kullanılarak tasarlanan yeni kuşak makinalar malzeme ve kontrol yöntemlerinin geliştirilmesi ile daha cazip hale gelmektedir. Uyarma akımından dolayı meydana gelen uyarma kayıpları DA uyarma sargıları yerine daimi mıknatıs malzemeler kullanılarak azaltılmaktadır.

Sabit mıknatıslı senkron motorun statoru senkron motorun statoru ile aynıdır. Rotoruna ise, sargı yerine değişik tasarım tiplerine göre daimi mıknatıs malzeme kullanılmaktadır. Tasarım özelliklerine göre mıknatıs malzeme, rotorda yüzeye monte edildiği gibi rotorun içine farklı yapılarda da yerleştirilmektedir. Mıknatıs malzeme bir kez mıknatıslandıktan sonra belirli bir hava aralığında manyetik enerjinin depo edilmesini sağlamaktadır (Teker, 2008).



Şekil 2.1 PMSM'nin görünüşü

2.1.1 Stator

Stator makinanın duran kısmıdır. Stator temel olarak paketlenmiş nüveler ve nüveye sarılan sargılardan oluşmaktadır.

2.1.1.1 Saçlar

Saçlar asenkron veya senkron makinalarda olduğu gibi birer yüzeyi silisli olup üzerlerine kalıplarla stator olukları açılır ve biçimlendirilen stator saçları sıkıştırılarak perçinlenir veya cıvata-somunla sabitlenir (Bal, 2004).

2.1.1.2 Sargılar

Sürekli mıknatıslı makinaların büyük bölümünde, özellikle güç uygulamalarında kullanılan makinalarda, bir veya çok fazlı sargıları AA makinalarına benzerdirler. Sargılar genellikle çift katmanlı (iki sargının birer kenarları bir oyuğa) ve paralel sarım kullanırken, tek katmanlı toplu sarımlarda kullanılmaktadır. DA makinalarına zıt olarak AA sargıları açık uçludurlar. Sargılar tek tek kendi aralarında bağlanarak bir faz grubunu meydana getirmektedirler. Faz grupları da kendi aralarında seri veya paralel olarak uygun bir şekilde bağlanarak yıldız (Y), üçgen (Δ), zikzak, iki-faz veya basit bir faz sargıları oluştururlar (Bal, 2004).

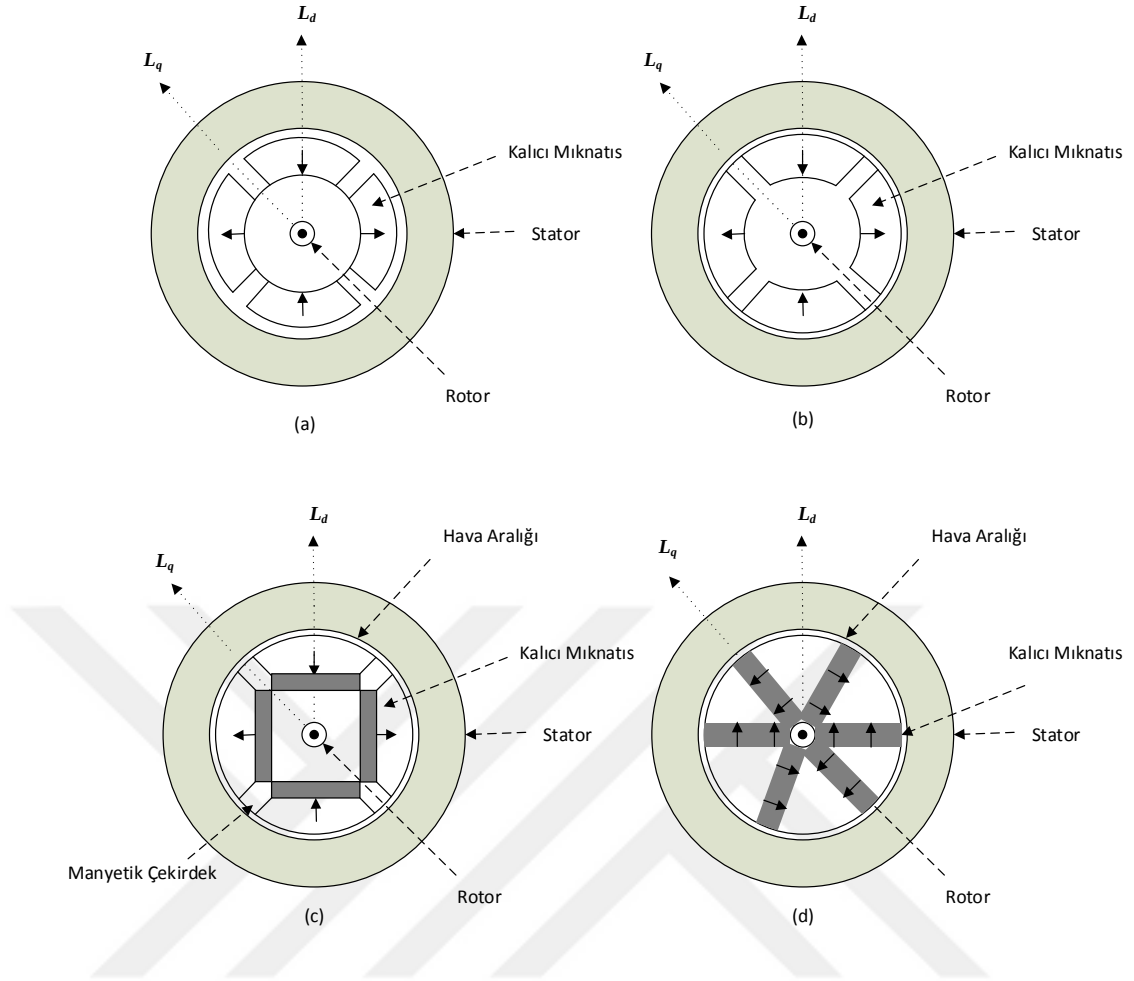
2.1.2 Rotor

Motorun hareketli kısmıdır. Mil kutuplar ve mıknatıstan oluşur. Rotor genellikle bağlanmış ferrit, Al-Ni-Co (alüminyum – nikel – kobalt), Ne-Fe-B (nidyum – demir – boron) tipi mıknatısiyet özelliği gösteren malzemelerden yapılır.

Rotorun kutup şekli klasik senkron motorun kutup şekli ile yaklaşık aynıdır. PMSM'lerin rotorları genellikle düzgün veya silindirik şekildedir. Çok az sayıdaki makinada rotordaki sürekli mıknatısların yüzeyi Şekil 2.1 (a) da ki gibi direk olarak hava aralığına bakar. Sürekli mıknatıslar kutup yapısının parçalarıdır ve kutup yapısı diğer yapısal malzemeleri bulundurabilir. PMSM'lerde mıknatısların direk olarak hava aralığı ile karşı karşıya kalmaları çok nadirdir. Fakat çoğunlukla hava aralığı ile mıknatıs yüzeyi arasında akıyı yeterince artırmak için kutup pabuçları veya akı yoğunlaştırıcıları bulunur. Daha karmaşık tasarımlarda akı yönünü değiştiren veya kaçak akıyı önleyen manyetik devreler bulunur (Okada, 1996).

Şekil 2.2 (a) da mıknatıslar nüve üzerine yerleştirilir. Sürekli mıknatıs bağıl geçirgenliği hava aralığına yakın olduğu için hava aralığının etkisi doğal olarak fazladır. Şekil 2.2 (a) de PMSM'nin yüzey yerleştirmeli mıknatıs yapısı gösterilmiştir. Şekil 2.2 (b) de mıknatıslar çelik rotor yapısı içine yerleştirilmiştir. Bu yapıda mıknatısların olduğu bölgede hava aralığı etkinken, nüvelerin olduğu bölgelerde hava aralığı etkisi çok daha azdır. Şekil 2.2 (b) PMSM 'nin iç yerleştirmeli mıknatıs yapısıdır. Şekil 2.2 (c) de eksenel mıknatıslar rotor içerisine gömülüdür. Şekil 2.2 (c) PMSM'nin Eksenel gömülü mıknatıslı yapısıdır. . Şekil 2.2 (d) de ise sürekli mıknatıslar bir çember şeklinde rotor yapısı içerisine gömülüdür. Bu rotor yapısı doğrudan hat beslemeli PMSM'ler de kullanılır (Bal, 2004).

Yüzey mıknatıslı yapı rotor ve stator arasındaki sabit manyetik aralıktan dolayı kare dalga akı dağılımına sahiptir ve klasik (kare tip) fırçasız doğru akım motorlarında kullanılır. İç, eksenel ve çevresel gömülü mıknatıslı rotor yapıları ise; uygun hesaplamalarla sinusoidal akı dağılımı sağlanarak sinusoidal tip fırçasız DA motorlarında kullanılabilirler (Bal, 2004).



Şekil 2.2 Sürekli mıknatıslı rotor şekilleri (Bal, 2004)

(a) Yüzey Yerleştirmeli Mıknatıslar

(b) İç Yerleştirmeli Mıknatıslar

(c) Eksenel Mıknatıslamalı Gömülü Mıknatıslar

(d) Çevresel Mıknatıslamalı Gömülü Mıknatıslar

2.1.3 Hava Aralığı

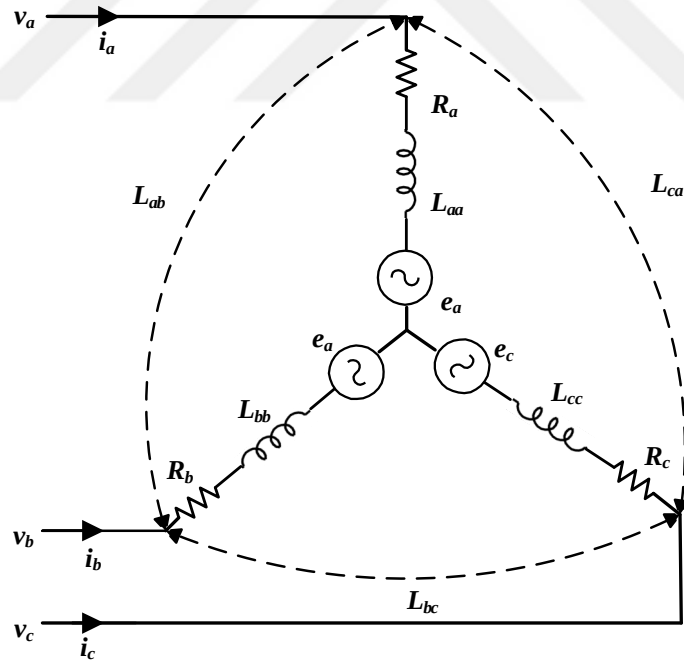
Hava aralığı stator ve rotor arasındaki bölgedir. Hava aralığı elektrik makinasının çalışma performansını ve çalışma noktasını belirler. Hava aralığının uzun olması makinanın mekaniksel ve elektriksel tasarımını da etkiler. Hava aralığı uzunluğu arttıkça rotor ve stator yüzeylerindeki makine toleransında esneklik meydana gelir. Bu esneklikte makinanın üretilme maliyetini düşürür. Hava aralığının uzunluğu da makine rüzgâr kaybını azaltır (Miller, 1998).

2.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Elektrik motorlarının denetiminde, motorun matematik modelinin bilinmesi gerekir. PMSM modellenmesinde 3 çeşit matematik model kullanılmaktadır. Değişkenlerin stator referans düzleminde ifade edilmesi (3-faz model), değişkenlerin rotor referans düzleminde ifade edilmesi (2-faz dq model) ve değişkenlerin 2-fazlı sabit düzleme aktarılması (2-faz $\alpha\beta$ model). Bu çalışmada 3-fazlı yuvarlak rotorlu ve mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği PMSM'nin matematik modelleri çıkartılmıştır. Modelleme motor Y bağlı ve dengelidir. (Ustun, 2004).

2.2.1 3 - Faz PMSM Modeli

3-faz modeli kare dalga akım beslemeli ve sinusoidal akım beslemeli PMSM'ler de kullanılmaktadır. Şekil 2.4'de Y-bağlı 3-faz sargı şekli verilmiştir.



Şekil 2.3 PMSM'nin üç faz eşdeğer devresi (Demirbas, 2001)

Bu çalışmada, Şekil 2.3’de eşdeğer devresi gösterilen 3 fazlı yıldız bağlı bir PMSM’nin üç faz matematiksel modeli çıkartılmıştır. Matematiksel model *Ustun O.* ‘nun “*Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Hızının Bulanık Sinirsel ve Kayma Kipli Denetleyicilerle Dönüştürümlü Denetimi*” adlı doktora çalışmasından referans olarak alınmıştır. Şekil 2.3’de v_a , v_b ve v_c stator sargılarına uygulanan faz gerilimlerinin ani değerlerini, i_a , i_b ve i_c faz akımlarının ani değerlerini, R_a , R_b ve R_c faz sargılarının omik dirençlerini, e_a , e_b ve e_c sürekli mıknatıslı rotor tarafından stator sargılarında oluşturulan zıt elektro motor-kuvvetlerini, L_{aa} , L_{bb} ve L_{cc} faz sargılarının toplam endüktanslarını, L_{ab} , L_{bc} ve L_{ca} faz sargıları arasındaki karşılıklı endüktansları göstermektedir.

Şekil 2.3 de verilen eşdeğer devrenin gerilim ifadesi Eş. 2.1. de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad [2.1]$$

Burada zıt emk rotor açısal hızı ile sürekli mıknatıs tarafından sağlanan rotordaki manyetik akıya bağlıdır

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad [2.2]$$

Üç fazlı Y-bağlı dengeli yüklerde stator dirençleri, sargı özendüktansları ve ortak endüktansları birbirine eşittir. Bu yüzden $R_a = R_b = R_c = R_s$, $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{ss}$, ve $L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M$ yazılabilir. Eş. 2.1. yeniden düzenlenerek motor gerilim eşitliği yazılırsa Eş. 2.3. elde edilir.

Üç fazlı Y-bağlı dengeli yüklerde stator dirençleri, sargı özendüktansları ve ortak endüktansları birbirine eşittir. Bu yüzden $R_a = R_b = R_c = R_s$, $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$

$= L_{ss}$, ve $L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M$ yazılabilir. Eş. 2.1. yeniden düzenlenerek motor gerilim eşitliği yazılırsa Eş. 2.3. elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad [2.3]$$

Motor eşitliklerinin sayısal çözümünü yapmak için Eş. 2.3. durum uzay formunda ifade edilebilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{ss} - M} \left(\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \quad [2.4]$$

Eş. 2.4. de verilen sinüsel ifadeler Eş. 2.5. de verilen k_a , k_b , ve k_c katsayıları ile gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad [2.5]$$

Bu katsayılarla bağımlı olarak motorun zıt emk ifadesi Eş. 2.6. da ki gibidir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} \quad [2.6]$$

Eş. 2.6 da verilen ifade Eş. 2.3 de yerine konulursa; Eş. 2.7 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{ss} & M & M \\ M & L_{ss} & M \\ M & M & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} k_a \\ k_b \\ k_c \end{bmatrix} \quad [2.7]$$

Rotorun elektriksel pozisyonu θ_r , mekanik pozisyon θ_m 'e ve rotor kutup sayısı p 'ye bağılı olarak Eş. 2.8 'de olduğu gibi gösterilebilir. Aynı şekilde elektriksel hız ω_r , mekanik hız ω_m 'e ve rotor kutup sayısı p 'ye bağılı olarak Eş. 2.9'da olduğu gibi gösterilir.

$$\theta_r = \frac{p}{2} \theta_m \quad [2.8]$$

$$\omega_r = \frac{p}{2} \omega_m \quad [2.9]$$

Motorun durum uzay formundaki hız ifadesi ise;

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{p}{2} \left(T_e - T_L - B \left(\frac{2}{P} \right) \omega_r \right) / J \quad [2.10]$$

Burada T_e elektromekanik torkunu, T_L yük torkunu, J eylemsizlik torkunu, B sürtünme torkunu ifade etmektedir. Motorun mekanik enerjiye dönüşen her bir fazı için aktif gücü Eş. 2.11 de gösterilmiştir.

$$p_a = e_a i_a$$

$$p_b = e_b i_b \quad [2.11]$$

$$p_c = e_c i_c$$

Eş. 2.10 'da gösterilen elektriksel torkun zıt emk, faz akımları, elektriksel hız ve kutup sayısına bağılı olan ifadesi Eş. 2.12'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{p}{2} \left(\frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \right) \quad [2.12]$$

Eş. 2.13 de gösterildiği gibi rotor pozisyonunun türevi rotor hızını verir.

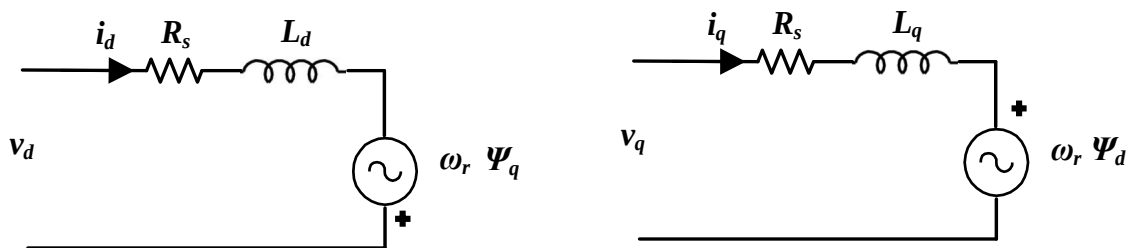
$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad [2.13]$$

Eş. 2.14 de verilen yük torkunun türevi sıfırdır.

$$\frac{d}{dt} T_L = 0 \quad [2.14]$$

2.2.2 Rotor Referans Düzleminde PMSM Modeli

PMSM'lerin modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem rotor referans düzlemini kullanmaktır. Stator büyüklüklerini rotor düzlemine aktarmak suretiyle elde edilen model yabancı uyarımlı doğru akım motor modeline benzemektedir. Ayrıca motor denetim yapısı bu model kullanılarak oluşturulmaktadır. Böylece yabancı uyarımlı motor gibi denetlenebilmektedir. Rotor düzleminin diğer bir avantajı ise eşitliğin mertebesi indirgendiğinden çözümü daha hızlı olmaktadır. Akım ve gerilimler 3-fazdan 2-faza Park dönüşümü kullanılarak aktarılmaktadır (Zhou vd., 2010).



Şekil 2.4 Rotor referans düzleminde PMSM Modeli (Demirbas, 2001)

Şekil 2.4 kullanılarak elde edilen rotor referans düzleminde stator gerilimleri

Eş 2.15 de gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad [2.15]$$

Manyetik akı bileşenleri Eş 2.16’da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad [2.16]$$

Eş 2.15 ve Eş 2.16 düzenlenerek durum-uzay formunda aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{P}{2} \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_m \end{bmatrix} \right\} \quad [2.17]$$

PMSM’lerde rotor manyetik akısı sürekli mıknatıs tarafından karşılandığından ve rotor direnci çok yüksek olduğundan akımın mıknatıslanma bileşeni $\dot{i}_d = 0$ ‘dır. Ayrıca mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirildiği motorlarda salınım olmadığından d ve q eksenlerinin endüktansları eşittir ($L_d = L_q$).

2.2.3 2-Faz Sabit Referans Düzlemde PMSM Modeli ($\alpha\beta$ Model)

2-faz sabit referans düzlem modeli, motor performansının analizinde kullanılmamasına rağmen, akım denetim yapısının oluşturulmasında, konum ve hız tahmininde kullanılmaktadır. Bu modelde değişkenler birbirinden 90° faz farklı sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır. Stator akım ve gerilim değerleri 3-fazdan 2-faza dönüştürmek suretiyle Eş. 2.17’deki gibi yazılabilir (Demirbaş, 2001).

$$\frac{d}{d_t} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{ss} - M} \left\{ \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \right\} \quad [2.18]$$



3. PMSM SÜRME SİSTEMİNİN TASARIMI VE MODELLENMESİ

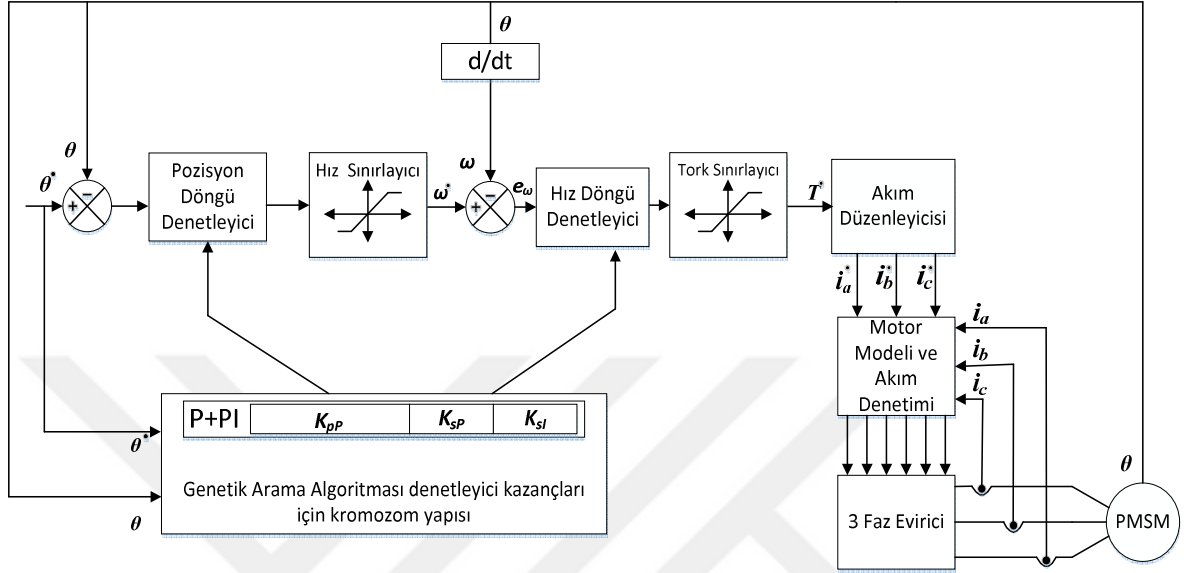
Elektrik motorları; ev gereçleri, bilgisayar disk sürücüleri, elektronik cihazlar, takım tezgâhları, robotlar ve otomotiv endüstrisi gibi birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Elektrik motorlarının kullanım alanlarının büyük bir bölümünde hassas sürücü sistemine gerek olmayabilir. Fakat disk sürücüleri, robotlar, takım tezgâhları ve uzay araçları gibi endüstriyel uygulamalarda hassas hız ve konum denetimine ihtiyaç vardır. Doğru veya alternatif akım motorları kullanılarak hassas hız ya da konum denetimi gerçekleştirmek mümkündür (Batzel vd., 1998).

Doğru akım motorları, denetim sisteminin basit olması ve ilave bir sürücü sistemine ihtiyaç göstermemesinden dolayı hız ve konum denetim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak bu motorların fırça - kollektör düzeneği nedeniyle bakımları zordur ve yanıcı ortamlarda kullanılamamaktadır. Asenkron motorların yapılarının basit olması ve az bakım gerektirmelerine karşılık verimleri ve güç faktörleri düşüktür. Ayrıca parametre değişimlerine karşı duyarlıdır. Hız ve konum denetimi gerektiren uygulamalarda karmaşık denetim yapısına ihtiyaç gösterirler (Batzel vd., 1998).

Senkron motorlar 3-faz stator sargısı ile rotorunda doğru akımla beslenen bir sargıdan meydana gelmiştir. Hızları sabit olup yük ile değişmemektedir. Bu motorlarda hızın değişimi sadece besleme frekansı ile kutup sayısına bağlıdır. Senkron motorların rotor sargısına elektrik uyarıtımı fırça ve kollektörler kullanılarak uygulandığından fırça-kollektör sisteminden kaynaklanan sakıncalar bu motorlar için de geçerlidir (Vido vd., 2010).

Senkron motorların rotor sargılarının sürekli mıknatıslarla değiştirilmesi sonucunda elde edilen motorlara sürekli mıknatıslı senkron motor (PMSM) denilmektedir. PMSM'ler statorunda oluklara yerleştirilmiş faz sargıları ile rotorunda sürekli mıknatıslardan meydana gelmiştir. Stator faz sargıları genellikle 3 fazlıdır ve asenkron motor sargısı ile aynı yapıya sahiptir (Vido vd., 2010).

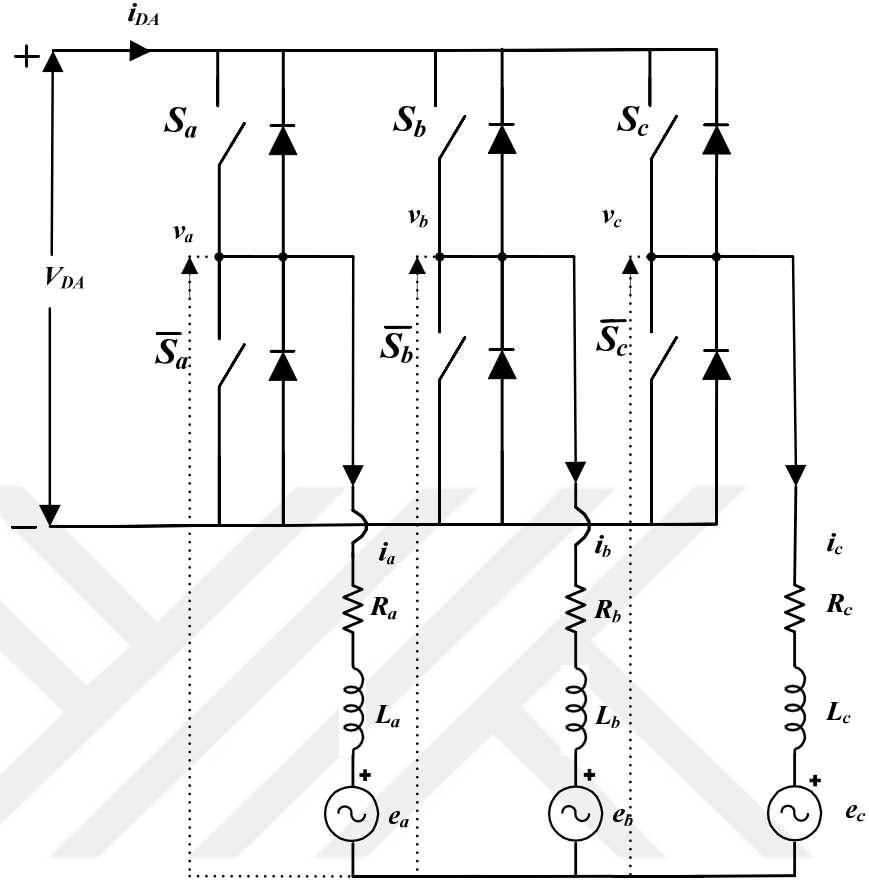
Ayrıca alan sargısından kaynaklanan rotor bakır kayıpları giderildiği için aynı güçteki senkron motora oranla verimi daha yüksektir. PMSM'lerin dezavantajı moment ve hız denetiminde konum geri beslemesi ile ilave sürücü sistemine ihtiyaç göstermeleridir (Vido vd.,2010).



Şekil 3.1 PMSM Sürme Sistemi (Ustun, 2016)

Şekil 3.1’de verilen PMSM sürme sistemi şu şekilde çalışır. Pozisyon algılayıcıdan gelen sinyaller kullanılarak motorun gerçek hız değeri ω_r hesaplanır. İstenen hız değeri ω_r^* ile gerçek hız değeri arasındaki fark olan hız hatası e_ω hesaplanır. Aynı zamanda motorun gerçek pozisyonu ve referans pozisyon arasındaki pozisyon hatası hesaplanır. Elde edilen bu hata değerleri hız ve pozisyon döngü denetleyiciden geçirilerek denetim sinyalleri elde edilir. Yapılan bu tez çalışmasında, sistemde hız ve pozisyon döngü denetleyici olarak PI kontrol kullanılmıştır. PI kontroldeki optimum K_p , K_i katsayıları ise genetik arama algoritma ile üretilmiştir. Denetleyicilerden geçirilen denetim sinyalleri ile elektriksel pozisyon bilgisi kullanılarak üç faz referans akımları elde edilir. Elde edilen bu referans akımlar histerezis bant akım denetleyici içerisinde kullanılır. Akım algılayıcıdan alınan gerçek akım değerleri ile karşılaştırılarak DGM sinyalleri üretilir. PMSM’lerin rotor kutupları sabit mıknatıstan oluştuğundan denetimleri sadece statordan gerçekleştirilir. Diğer statordan denetlenen AA motorlarında kullanılan evirici devreler PMSM’lerde de kullanılabilir. Bu özellik PMSM’nin avantajlarından birisi olarak gösterilebilir (Ustun, 2004).

3.1 Üç Faz Eviricinin Kararlı Durumdaki Devre Analizi



Şekil 3.2 Üç fazlı Sürekli Mıknatıslı DA motorunun Sürücü Eşdeğer Devresi

Sürekli mıknatıslı DA motorunun sürücü devresi Şekil 3.2’de görülmektedir. Devrede altı yarıiletken güç elektroniği anahtarı bulunmaktadır. Anahtarların açık ve kapalı olma durumlarına göre motorun üç faz sargıları enerjilendirilmektedir. Devrede anahtarlara ters yönde paralel olarak bağlanan diyotlar sargılarda meydana gelen zıt emk’ların anahtarlar kapandığında iletimini devam ettirmeleri nedeniyle anahtarlama elemanlarını korumak için kullanılmıştır (Hızarcı, 2012).

Sürücü devresinde $S_a - \overline{S}_a, S_b - \overline{S}_b, S_c - \overline{S}_c$ anahtar ikilileri eviricinin a, b ve c faz bacaklarındaki anahtarları göstermektedir ve bu ikili anahtarlardan her durumda sadece birisi iletimdedir ve üç anahtarlama grubu bulunmaktadır. Anahtarların hangi durumda iletimde olacağı Tablo 3.1 de verilmiştir.

$\begin{matrix} D \\ A \end{matrix}$	I	II	III	IV	V	VI
S_a	1	1	1	0	0	0
$\overline{S_a}$	0	0	0	1	1	1
S_b	1	0	0	0	1	1
$\overline{S_b}$	0	1	1	1	0	0
S_c	0	0	1	1	1	0
$\overline{S_c}$	1	1	0	0	0	1

Tablo 3.1 Anahtarlama Durumları

1 Anahtar Kapalı

0 Anahtar Açık

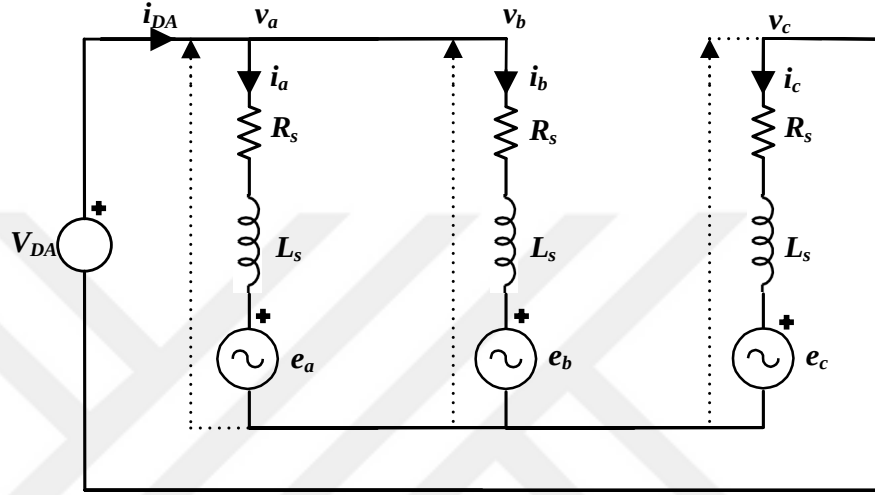
Sürücü devresinde 000, 001, 010, 011, 100, 101,110, 111 olmak üzere 8 farklı anahtarlama durumu ortaya çıkar. 000 ve 111 durumlarında yüke uygulanan gerilim sıfır olacağından bu iki durum ihmal edilir. Tabloda belirtilen anahtarlama durumlarına göre analiz yapılarak histerezis bant akım denetleyicide kullanılmak üzere akım ve gerilim fonksiyonları elde edilir.

Histerezis bant akım denetleyici bir kapalı döngü kontrol şeklidir. Histerezis bant akım denetleyicide amaç, motor gerçek akımının daha önceden belirlenmiş bir bant içerisinde üretilen referans akımı izlemesini sağlamaktır. Histerezis bant akım denetleyici uygulanması kolay, yük ve kaynak parametrelerindeki değişimlere karşı etkin bir akım denetimi sağlar. Bu yöntemde akım histe histerezis banda değdiği anda anahtarlama meydana gelir (Ustun, 2004).

Tablo 3.1 de verilen her bir anahtarlama durumu için sürme eşdeğer devresi Ustun 0. 'nun "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Hızının Bulanık Sinirsel ve Kayma Kipli Denetleyicilerle Dönüşümlü Denetimi" isimli doktora tezinden çıkartılarak, elde edilen devrenin kararlı durum analizleri ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir.

I. Durum:

$S_a = 1; S_b = 1; \overline{S_c} = 1$ ve $\overline{S_a} = 0; \overline{S_b} = 0; S_c = 0$ 'dir. Bu durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.3 de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 I. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi

Şekil 3.3 de verilen eşdeğer devre için Kirchoff'un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 3.1 de verilen akımlar bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = i_a + i_b \text{ ya da } i_{DA} = -i_c \quad [3.1]$$

Kirchoff'un gerilimler kanunu kullanılarak Eş. 3.2 ve Eş 3.3 de verilen gerilim bağıntıları elde edilir. Eş. 3.2 ve Eş. 3.3 toplanarak Eş. 3.4 elde edilir.

$$V_{DA} = v_a - v_c \quad [3.2]$$

$$V_{DA} = v_b - v_c \quad [3.3]$$

$$2V_{DA} = v_a + v_b - 2v_c \quad [3.4]$$

Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 3.5 de verildiği gibi sıfırdır.

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad [3.5]$$

Buradan; $V_c = -V_a - V_b$ olur.

Eş. 3.5 de elde edilen ifade Eş. 3.4 de yerine konursa, Eş. 3.6 elde edilir. Eş. 3.6 I. Durum için V_c faz gerilimi için DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısını gösterir.

$$V_c = -\frac{2}{3}V_{DA} \quad [3.6]$$

Eş. 3.2 deki bağıntı içerisinde Eş. 3.6 kullanılarak I. Durumu için V_a faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.7 de olduğu gibi elde edilir.

$$V_a = +\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.7]$$

Eş. 3.3 deki bağıntı içerisinde Eş. 3.6 kullanılarak I. Durumu için V_b faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.8 de olduğu gibi elde edilir.

$$V_b = +\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.8]$$

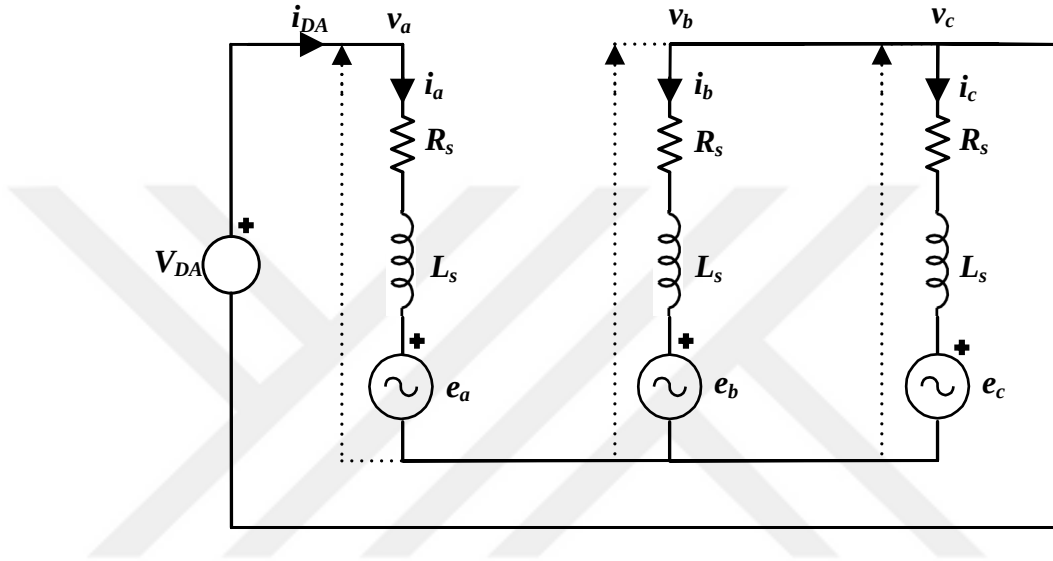
Eş. 3.6, Eş. 3.7 ve Eş. 3.8 de elde edilen ifadeler matris formunda Eş. 3.9 da olduğu gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{3} \\ +\frac{1}{3} \\ -\frac{2}{3} \end{bmatrix} V_{DA} \quad [3.9]$$

Eş. 3.9 da elde edilen ifade motor için çıkarılan 3 faz modelinde I. Durum için V_a, V_b ve V_c gerilimlerinin alacağı değerleri gösterir.

II. Durum:

$S_a = 1; \overline{S_b} = 1; \overline{S_c} = 1$ ve $\overline{S_a} = 0; S_b = 0; S_c = 0$ 'dir. Bu durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.4 de gösterilmiştir.



Şekil 3.4 II. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi

Şekil 3.4 de verilen eşdeğer devre için Kirchhoff'un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 3.10 de verilen akımlar bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = i_a \text{ ya da } i_{DA} = -i_b - i_c \quad [3.10]$$

Kirchoff'un gerilimler kanunu kullanılarak Eş. 3.11 ve Eş 3.12 de verilen gerilim bağıntıları elde edilir. Eş. 3.11 ve Eş. 3.12 toplanarak da Eş. 3.13 elde edilir.

$$V_{DA} = v_a - v_b \quad [3.11]$$

$$V_{DA} = v_a - v_c \quad [3.12]$$

$$2V_{DA} = 2v_a - v_b - v_c \quad [3.13]$$

Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 3.14 de verildiği gibi sıfırdır.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad [3.14]$$

Buradan; $V_a = -V_b - V_c$ olur.

Eş. 3.14 de elde edilen ifade Eş. 3.13 de yerine konursa, Eş.3.15 elde edilir.

Eş. 3.15 I. Durum için V_a faz gerilimi için DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısını gösterir.

$$v_a = \frac{2}{3}V_{DA} \quad [3.15]$$

Eş. 3.11 deki bağıntı içerisinde Eş. 3.15 kullanılarak II. Durumu için V_b faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.16 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_b = -\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.16]$$

Eş. 3.12 deki bağıntı içerisinde Eş. 3.15 kullanılarak II. Durumu için V_c faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.17 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_c = -\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.17]$$

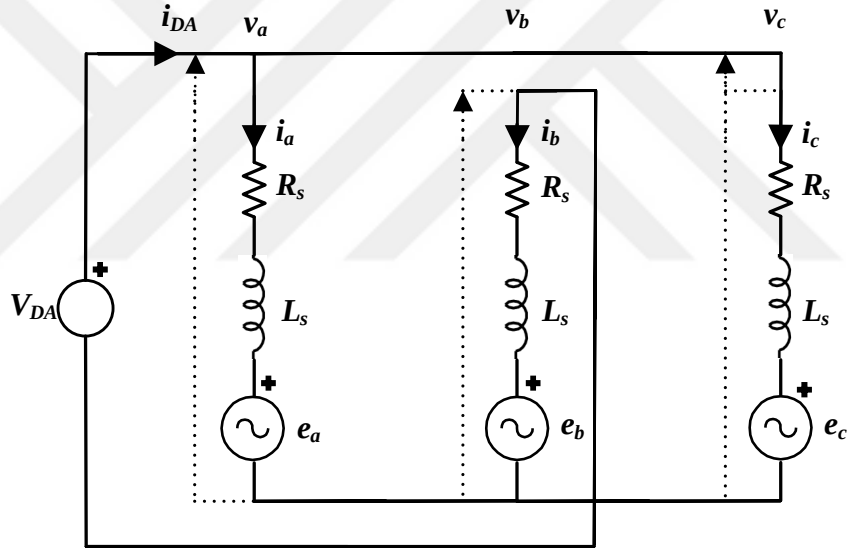
Eş. 3.15, Eş. 3.16 ve Eş. 3.17 de elde edilen ifadeler matris formunda Eş. 3.18 da olduğu gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} \end{bmatrix} V_{DA} \quad [3.18]$$

Eş. 3.18 de elde edilen ifade motor için çıkarılan 3 faz modelinde II. Durum için V_a, V_b ve V_c gerilimlerinin alacağı değerleri gösterir.

III. Durum:

$S_a = 1; \overline{S_b} = 1; S_c = 1$ ve $\overline{S_a} = 0; \overline{S_b} = 0; \overline{S_c} = 0$ 'dir. Bu durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.3 de gösterilmiştir.



Şekil 3.5 III. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi

Şekil 3.5 de verilen eşdeğer devre için Kirchoff'un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 3.19 da verilen akımlar bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = i_a + i_c \text{ ya da } i_{DA} = -i_b \quad [3.19]$$

Kirchoff'un gerilimler kanunu kullanılarak Eş. 3.20 ve Eş. 3.21 de verilen gerilim bağıntıları elde edilir. Eş. 3.20 ve Eş. 3.21 toplanarak da Eş. 3.22 elde edilir.

$$V_{DA} = v_a - v_b \quad [3.20]$$

$$V_{DA} = v_c - v_b \quad [3.21]$$

$$2V_{DA} = v_a - 2v_b + v_c \quad [3.22]$$

Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 3.23 de verildiği gibi sıfırdır.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad [3.23]$$

Buradan; $-v_b = v_a + v_c$ olur.

Eş. 3.23 de elde edilen ifade Eş. 3.22 de yerine konursa, Eş. 3.24 elde edilir. Eş. 3.24 III. Durum için v_b faz gerilimi için DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısını gösterir.

$$v_b = -\frac{2}{3}V_{DA} \quad [3.24]$$

Eş. 3.20 deki bağıntı içerisine Eş. 3.24 kullanılarak III. Durumu için v_a faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.25 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_a = +\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.25]$$

Eş. 3.21 deki bağıntı içerisine Eş. 3.24 kullanılarak III. Durumu için v_c faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.26 da olduğu gibi elde edilir.

$$v_c = +\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.26]$$

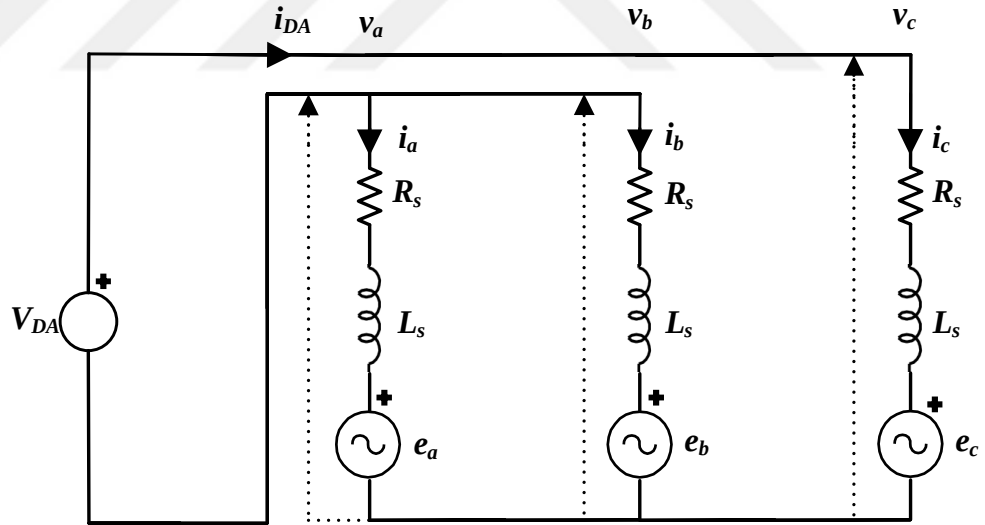
Eş. 3.24, Eş. 3.25 ve Eş. 3.26 da elde edilen ifadeler matris formunda Eş. 3.27 de olduğu gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{3} \\ -\frac{2}{3} \\ +\frac{1}{3} \end{bmatrix} V_{DA} \quad [3.27]$$

Eş. 3.27 de elde edilen ifade motor için çıkarılan 3 faz modelinde I. Durum için V_a, V_b ve V_c gerilimlerinin alacağı değerleri gösterir.

IV. Durum:

$\overline{S}_a = 1; \overline{S}_b = 1; \overline{S}_c = 1$ ve $S_a = 0; S_b = 0; \overline{S}_c = 0$ 'dir. Bu durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.6 da gösterilmiştir.



Şekil 3.6 IV. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi

Şekil 3.6 da verilen eşdeğer devre için Kirchoff'un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 3.1 de verilen akımlar bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = -i_a - i_b \text{ ya da } i_{DA} = i_c \quad [3.28]$$

Kirchoff'un gerilimler kanunu kullanılarak Eş. 3.29 ve Eş 3.30 da verilen gerilim bağıntıları elde edilir. Eş. 3.29 ve Eş. 3.30 toplanarak da Eş. 3.31 elde edilir.

$$V_{DA} = v_c - v_a \quad [3.29]$$

$$V_{DA} = v_c - v_b \quad [3.30]$$

$$2V_{DA} = 2v_c - v_a - v_b \quad [3.31]$$

Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 3.32 de verildiği gibi sıfırdır.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad [3.32]$$

Buradan; $v_c = -v_a - v_b$ olur.

Eş. 3.32 de elde edilen ifade Eş. 3.31 de yerine konursa, Eş. 3.33 elde edilir. Eş. 5.33 IV. Durum için v_c faz gerilimi için DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısını gösterir.

$$v_c = \frac{2}{3}V_{DA} \quad [3.33]$$

Eş. 3.29 daki bağıntı içerisinde Eş. 3.33 kullanılarak IV. Durum için v_a faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.34 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_a = -\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.34]$$

Eş. 3.30 daki bağıntı içerisinde Eş. 3.33 kullanılarak IV. Durum için v_b faz

geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.35 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_b = -\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.35]$$

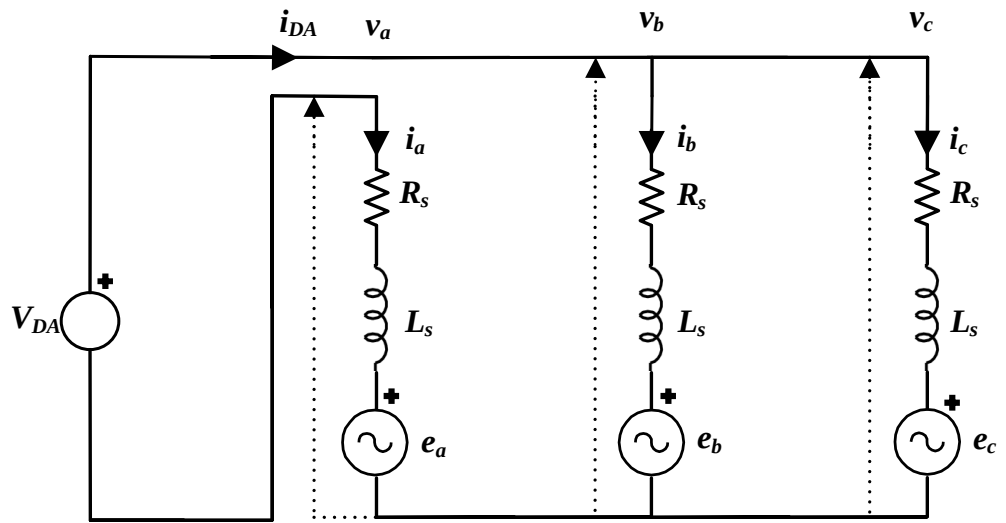
Eş. 3.33, Eş. 3.34 ve Eş. 3.35 de elde edilen ifadeler matris formunda Eş. 3.36 da olduğu gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} \\ +\frac{2}{3} \end{bmatrix} V_{DA} \quad [3.36]$$

Eş. 3.36 da elde edilen ifade motor için çıkarılan 3 faz modelinde IV. Durum için V_a, V_b ve V_c gerilimlerinin alacağı değerleri gösterir.

V. Durum:

$\overline{S_a} = 1; \overline{S_b} = 1; \overline{S_c} = 1$ ve $S_a = 0; \overline{S_b} = 0; \overline{S_c} = 0$ 'dir. Bu durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.7 de gösterilmiştir.



Şekil 3.7 V. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi

Şekil 3.7 de verilen eşdeğer devre için Kirchoff'un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 3.37 de verilen akımlar bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = i_b + i_c \text{ ya da } i_{DA} = -i_a \quad [3.37]$$

Kirchoff'un gerilimler kanunu kullanılarak Eş. 3.38 ve Eş 3.39 da verilen gerilim bağıntıları elde edilir. Eş. 3.38 ve Eş. 3.39 toplanarak da Eş. 3.40 elde edilir.

$$V_{DA} = v_b - v_a \quad [3.38]$$

$$V_{DA} = v_c - v_a \quad [3.39]$$

$$2V_{DA} = -2v_a + v_b + v_c \quad [3.40]$$

Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 3.41 de verildiği gibi sıfırdır.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad [3.41]$$

Buradan; $-v_a = v_b + v_c$ olur.

Eş. 3.41 de elde edilen ifade Eş. 3.40 da yerine konursa, Eş. 3.42 elde edilir. Eş. 3.42 V. Durum için V_a faz gerilimi için DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısını gösterir.

$$v_a = -\frac{2}{3}V_{DA} \quad [3.42]$$

Eş. 3.38 deki bağıntı içerisine Eş. 3.42 kullanılarak V. Durum için V_b faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.43 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_b = \frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.43]$$

Eş. 3.39 daki bağıntı içerisine Eş. 3.42 kullanılarak V. Durum için V_c faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.44 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_c = +\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.44]$$

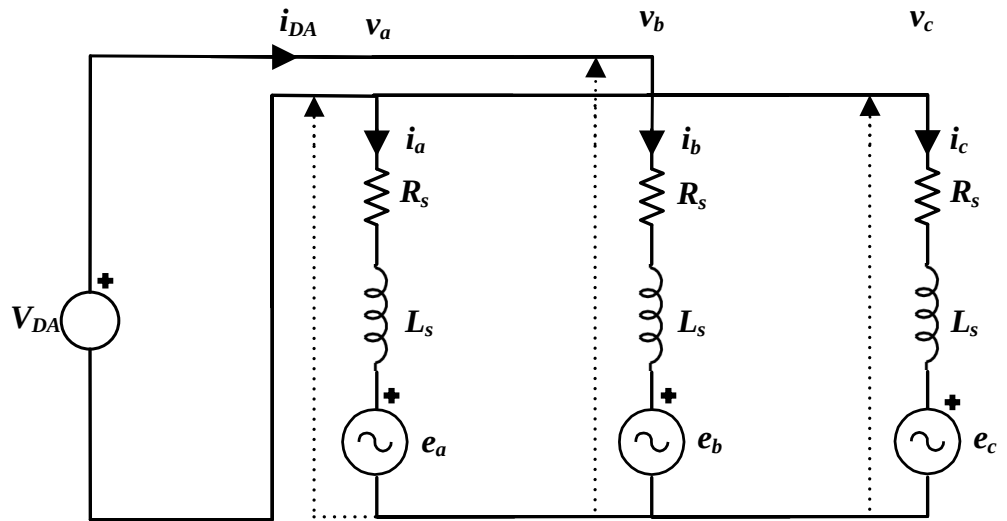
Eş. 3.42, Eş. 3.43 ve Eş. 3.44 de elde edilen ifadeler matris formunda Eş. 3.45 de olduğu gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} \\ +\frac{1}{3} \\ +\frac{1}{3} \end{bmatrix} V_{DA} \quad [3.45]$$

Eş. 3.45 da elde edilen ifade motor için çıkarılan 3 faz modelinde V. Durum için V_a, V_b ve V_c gerilimlerinin alacağı değerleri gösterir.

VI. Durum:

$\overline{S}_a = 1; \overline{S}_b = 1; \overline{S}_c = 1$ ve $S_a = 0; \overline{S}_b = 0; \overline{S}_c = 0$ 'dir. Bu durum için elde edilen eşdeğer devre Şekil 3.8 de gösterilmiştir.



Şekil 3.8 VI. Durum İçin Sürücü Eşdeğer Devresi

Şekik 3.8 de verilen eşdeğer devre için Kirchoff'un akımlar kanunu kullanılarak Eş. 3.46 da verilen akımlar bağıntısı elde edilir.

$$i_{DA} = -i_a - i_c \text{ ya da } i_{DA} = i_b \quad [3.46]$$

Kirchoff'un gerilimler kanunu kullanılarak Eş. 3.47 ve Eş 3.48 de verilen gerilim bağıntıları elde edilir. Eş. 3.47 e Eş. 3.48 toplanarak da Eş. 3.49 elde edilir.

$$V_{DA} = v_b - v_a \quad [3.47]$$

$$V_{DA} = v_b - v_c \quad [3.48]$$

$$2V_{DA} = -v_a + 2v_b - v_c \quad [3.49]$$

Dengeli yüklü üç fazlı bir devrede faz gerilimleri toplamı Eş. 3.50 de verildiği gibi sıfırdır.

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad [3.50]$$

Buradan; $v_b = -v_a - v_c$ olur.

Eş. 3.50 de elde edilen ifade Eş. 3.49 da yerine konursa, Eş. 3.51 elde edilir. Eş. 3.51 VI. Durum için v_b faz gerilimi için DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısını gösterir.

$$v_b = \frac{2}{3}V_{DA} \quad [3.51]$$

Eş. 3.47 deki bağıntı içerisine Eş. 3.51 kullanılarak VI. Durumu için v_a faz

geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.52 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_a = -\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.52]$$

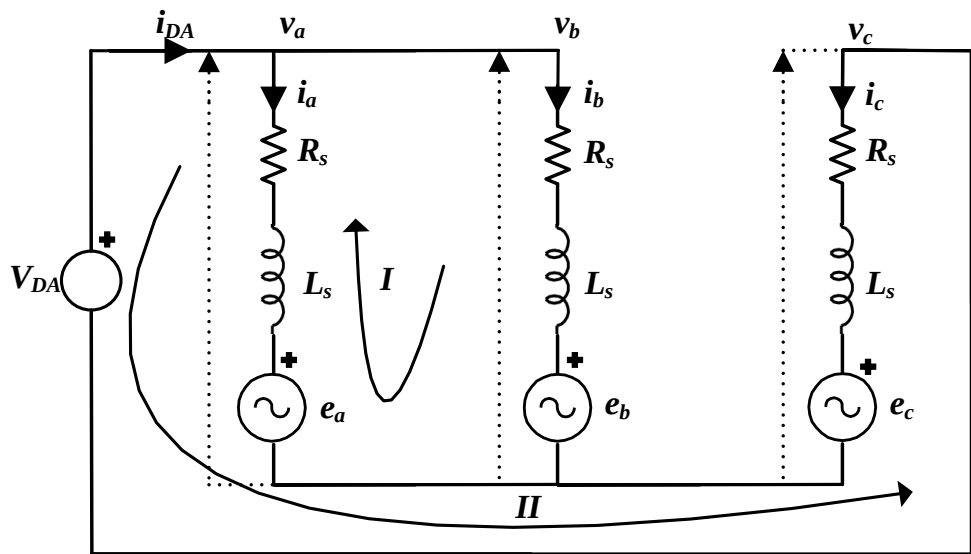
Eş. 3.48 deki bağıntı içerisine Eş. 3.51 kullanılarak VI. Durumu için V_c faz geriliminin DA hat gerilimi V_{DA} ile bağıntısı Eş. 3.53 de olduğu gibi elde edilir.

$$v_c = -\frac{1}{3}V_{DA} \quad [3.53]$$

Eş. 3.51, Eş. 3.52 ve Eş. 3.53 de elde edilen ifadeler matris formunda Eş. 3.54 de olduğu gibi gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{3} \\ +\frac{1}{3} \\ -\frac{2}{3} \end{bmatrix} V_{DA} \quad [3.54]$$

Eş. 3.54 da elde edilen ifade motor için çıkarılan 3 faz modelinde VI. Durum için V_a, V_b ve V_c gerilimlerinin alacağı değerleri gösterir.



Şekil 3.9 I. Anahtarlama Durumunda Devre Analizi ile Çözüm Devresi

$i_{DA} = i_a + i_b$ ya da $i_{DA} = -i_c$ olduğundan dolayı;

$$-i_c = i_a + i_b \text{ olur.}$$

I. Gözdeki denklem;

$$-i_a R_a - L_a \frac{di_a}{dt} - e_a + i_b R_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b = 0 \quad [3.55]$$

II. Gözdeki denklem;

$$-V_{DA} + i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a - i_c R_c - L_c \frac{di_c}{dt} - e_c = 0 \quad [3.56]$$

I. denklemde i_a 'nın yerine $-i_c - i_b$ yazılırsa;

$$-i_a R_a - L_a \frac{d(i_b - i_c)}{dt} - e_a + i_b R_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b = 0 \quad [3.57]$$

$$-i_a R_a + L_a \frac{di_b}{dt} + L_a \frac{di_c}{dt} - e_a + i_b R_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b = 0 \quad [3.58]$$

II. denklemde i_a 'nın yerine $-i_c - i_b$ yazılırsa;

$$-V_{DA} + i_a R_a + L_a \frac{d(-i_b - i_c)}{dt} + e_a - i_c R_c - L_c \frac{di_c}{dt} - e_c = 0 \quad [3.59]$$

$$-V_{DA} + i_a R_a - L_a \frac{di_b}{dt} - L_a \frac{di_c}{dt} + e_a - i_c R_c - L_c \frac{di_b}{dt} + e_b = 0 \quad [3.60]$$

Eş. 3.58 ve Eş. 3.60 denklemleri düzenlenirse;

$$-i_a R_a + (L_a + L_b) \frac{di_b}{dt} + L_a \frac{di_c}{dt} - e_a + i_b R_b + e_b = 0 \quad [3.61]$$

$$-V_{DA} + i_a R_a + (-L_a - L_c) \frac{di_b}{dt} - L_a \frac{di_c}{dt} + e_a - i_c R_c + e_b = 0 \quad [3.62]$$

bu iki denklem taraf tarafa toplanırsa;

$$\frac{di_b}{dt} (L_a + L_b - L_a - L_c) + 2e_b + i_b R_b - i_c R_c - V_{DA} = 0 \quad [3.63]$$

denklemini elde edilir. Eş. 3.63 düzenlenirse;

$$\frac{di_b}{dt} (L_b - L_c) + 2e_b + i_b R_b - i_c R_c - V_{DA} = 0 \quad [3.64]$$

$$\frac{di_b}{dt} = -2e_b - i_b R_b + i_c R_c + V_{DA} \quad [3.65]$$

denklemini elde edilir.

Eş. 3.55 deki denklemde $\frac{di_b}{dt}$ 'nin yerine yukarıdaki eşitlik konulursa;

$$-i_a R_a - L_a \frac{di_a}{dt} - e_a + i_b R_b + L_b (-2e_b - i_b R_b + i_c R_c + V_{DA}) + e_b = 0 \quad [3.66]$$

denklemini elde edilir. $\frac{di_a}{dt}$ bu denklemde çıkarılırsa;

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{L_b}{L_a} (-2e_b - i_b R_b + i_c R_c + V_{DA}) - \frac{i_a R_a}{L_a} + \frac{i_b R_b}{L_a} + \frac{(e_b - e_a)}{L_a} \quad [3.67]$$

elde edilir.

Eş. 3.56 daki denklemde $\frac{di_a}{dt}$ 'nin yerine yukarıdaki denklem konulursa;

$$\begin{aligned} & -V_{DA} + i_a R_a + L_a \left(\frac{L_b}{L_a} (-2e_b - i_b R_b + i_c R_c + V_{DA}) - \frac{i_a R_a}{L_a} + \frac{i_b R_b}{L_a} + \frac{(e_b - e_a)}{L_a} \right) \\ & + e_a - i_c R_c - L_c \frac{di_c}{dt} - e_c = 0 \end{aligned} \quad [3.68]$$

denklemini elde edilir. $\frac{di_c}{dt}$ bu denklemden çekilirse;

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c} (-V_{DA} + L_b (i_c R_c - i_b R_b - 2(e_b + V_{DA}))) + \frac{1}{L_c} (i_b R_b - i_c R_c - e_c) \quad [3.69]$$

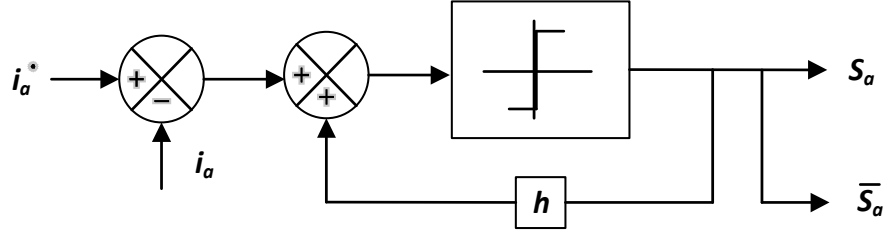
denklemini elde edilir.

3.2 Histerezis Band Akım Kontrolü

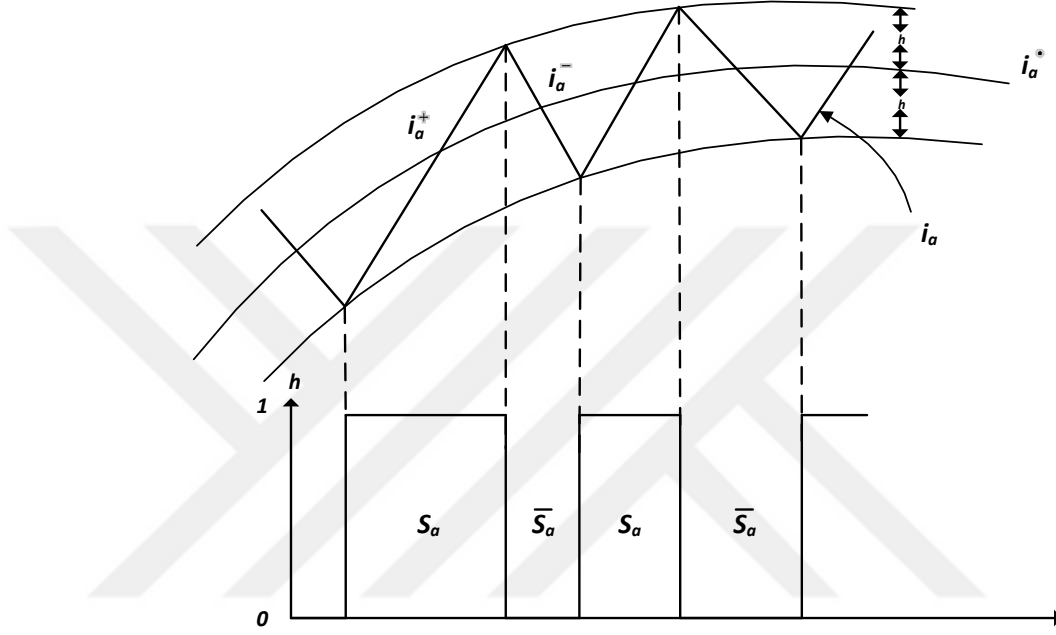
3-fazlı gerilim kaynaklı eviriciden beslenen bütün kaynaklar genellikle akım geri beslemesini kullanmaktadırlar. Bu yüzden eviricinin performansı büyük oranda kullanılan akım denetim tekniğine bağlıdır (Pillay ve Krishnan, 1990; Rahman ve Radwan 1997; Malesani 1993). Ayrıca konum algılayıcısız denetim tekniklerinde, tahmin edilen konum ve hız değerleri akım bilgisi kullanılarak hesaplandığından akım bilgisindeki bir hata sistemin kararsız çalışmasına neden olur. PMSM'lerde kullanılan akım denetleyicileri histerezis akım denetleyicileri, darbe genişlik modülasyonlu (DGM) akım denetleyicileri olarak sıralanabilirler (Kazmierkowski ve Malesani 1998).

Histeresiz band akım denetleyicinin görevi, motorun gerçek akımının daha önceden belirlenmiş bir band içerisinde üretilen referans akımı izlemesini sağlamaktır. Histeresiz band akım denetleyici uygulanması kolay, yük ve kaynak parametrelerindeki değişimlere karşı etkin bir akım denetimi sağlar (Kang ve Liaw, 2001; Huy vd., 1994; Chun ve Choi, 1996; Singh vd., 1995).

Histeresiz akım denetleyiciler, referans akım ile motor sargılarından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalinin belirli bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlar Şekil 2.12’de histerezis akım denetleyicinin şekli verilmiştir. Burada i_a^* a fazı referans akımını, i_a motordan ölçülen a faz akımını, Δi_a histerezis bant genişliğini S_a ve $\overline{S}_a$ sırasıyla Şekil 3.2’deki anahtarlama sinyallerini göstermektedir. Histerezis akım denetleyicilerinde anahtarlama frekansının değeri bant genişliğine bağlıdır. Histerezis bant genişliğinin azaltılması gerçek akımın referans akıma daha yakın olmasını sağlar, ancak evirici devresinde kullanılan güç anahtarlarının anahtarlama frekansını aşmamak gerekir. Ayrıca anahtarlama frekansı, referans sinyalin büyüklüğüne ve frekansına bağlı olarak değişiklik gösterir. Yapısının basit olması ve doğruluk oranının yüksek olması gibi avantajlarının yanında anahtarlama frekansının değişken olması ve anahtarlama kayıplarının yüksek olması gibi dezavantajları vardır (Demirbaş, 2001).



(a)



(b)

Şekil 3.10 (a) Histerezis Bant Akım Denetleyici Blok Diyagramı

(b) Histerezis Bant Akım Denetleyici Bir Faz Akım ve Anahtarlama Durumları (Kang ve Liaw,2001).

Şekil 3.10 incelendiğinde herhangi bir faz akımı için referans akımdan gerçek akım değeri çıkarılmakta ve elde edilen değer histerezis band değerinin pozitif değerinden daha büyük veya eşit ise S_a anahtarı, elde edilen değer histerezis band değerinin negatif değerinden daha küçük veya eşit ise $\bar{S}_a$ anahtarı iletimde olmaktadır.

4. GENETİK ALGORİTMALAR

Yaşayan organizma mükemmel bir problem çözücüdür. Problemin çözümünde doğa bize yardımcı olmaktadır (Karınca koloni sistemi, yapay sinir ağları, genetik algoritma vb.). İnsanlık doğadaki olayları genelde bilinçsiz olarak kopyalayıp buluşlar yapma eğilimindedir. Tıpkı uçmak için kuşları incelemek gibi (Usta, 2007).

Günümüzün karmaşık ve zor koşulları problemlere hızlı ve kolay çözüm veren yeni çözüm yöntemleri arayışına neden olmuştur. Özellikle sert (hard) optimizasyon teknikleri yerine, yumuşak hesaplama (soft computing) ve evrimsel algoritma (evolutionary algorithm) kullanımı ön plana çıkmıştır. Uygulama başarıları artan ve sürekli geliştirilmeye çalışılan genetik algoritmalar diğer yumuşak hesaplama yöntemleri ile birlikte kullanılarak hibrid çözümler geliştirilmesine çalışılmaktadır (Gökay ve Çağatay, 2002).

“Reeves; ulusal hükümetler ve organizasyonlar tarafından genetik algoritma tabanlı projelere, tavlama benzetimi (simulated annealing) ve yasaklı arama (tabu search) tabanlı projelere göre daha fazla kaynak ayrılmakta olduğunu belirtmektedir” (Yeniay, 2001). Bu ifadeden anlaşılabacağı üzere, genetik algoritmaların geleneksel optimizasyon yöntemlerine olduğu gibi sözü edilen yapay zeka yöntemlerine göre de çeşitli alanlarda üstünlükleri bulunmaktadır. Genetik algoritmaların arama yapısı ise, alt diziler teoremi ve yapı blokları hipoteziyle açıklanmaktadır.

Genetik algoritmalar, doğal seçim ilkelerine dayanan bir arama ve optimizasyon yöntemidir. Temel ilkeleri John Holland tarafından ortaya atılmıştır. Temel ilkelerinin ortaya atılmasından sonra, genetik algoritmalar hakkında bir çok bilimsel çalışma yayınlanmıştır. Ayrıca, genetik algoritmaların teorik kısmı ve uygulamaları hakkında bir çok uluslararası konferans da düzenlenmektedir. Genetik algoritmaların, fonksiyon optimizasyonu, çizelgeleme, mekanik öğrenme, tasarım, hücresel üretim gibi alanlarda başarılı uygulamaları bulunmaktadır. Geleneksel optimizasyon yöntemlerine göre farklılıkları olan genetik algoritmalar, parametre kümesini değil kodlanmış biçimlerini kullanırlar. Olasılık kurallarına göre çalışan genetik algoritmalar, yalnızca amaç fonksiyonuna gereksinim duyar. Çözüm uzayının

tamamını değil belirli bir kısmını tararlar. Böylece, etkin arama yaparak çok daha kısa bir sürede çözüme ulaşırlar (Goldberg, 1989). Diğer bir önemli üstünlükleri ise çözümlerden oluşan popülasyonu eş zamanlı incelemeleri ve böylelikle yerel en iyi çözümlere takılmamalarıdır.

Genetik algoritmalar ayrıca biyolojik süreci modelleyerek fonksiyonları optimize eden evrim algoritmalarıdır. GA parametreleri, biyolojideki genleri temsil ederken, parametrelerin toplu kümesi de kromozomu oluşturmaktadır. GA' ların her bir ferdi kromozomlar (bireyler) şeklinde temsil edilen popülasyonlardan oluşur. Popülasyonun uygunluğu, belirli kurallar dâhilinde maksimize veya minimize edilir. Her yeni nesil, rasgele bilgi değişimi ile oluşturulan diziler içinde hayatta kalanların birleştirilmesi ile elde edilmektedir (Angeline 1995). Bu metot, uzun çalışmaların neticesinde ilk defa John Holland (1975) tarafından uygulanmaya başlanmıştır ve en son, onun öğrencisi olan David Goldberg popüler olmuştur. David Goldberg tezinde; gaz boru hattının kontrolünü içeren bir problemin çözümünü genetik algoritma ile gerçekleştirilmiştir (Çunkaş, 2006).

Genetik Algoritmaların avantajları ise;

- Sürekli ve ayrık parametreleri optimize etmesi
- Türevsel bilgiler gerektirmemesi
- Amaç fonksiyonunu geniş bir spektrumda araştırması
- Çok sayıda parametrelerle çalışma imkânı olması
- Paralel PC'ler kullanılarak çalıştırılabilmesi
- Karmaşık amaç fonksiyonu parametrelerini, lokal minimum veya maksimumlara takılmadan optimize edebilmesi

Sadece tek çözüm değil, birden fazla parametrelerin optimum çözümlerini elde edebilmesi olarak sıralanabilir.

GA'lar arama ve optimizasyon için sezgisel yöntemlerdir. Geniş arama algoritmalarının aksine, genetik algoritmalar en iyiyi seçmek için tüm farklı durumları üretmez. Bundan dolayı, mükemmel çözüme ulaşamayabilir. Fakat zaman kısıtlamalarını hesaba katan en yakın çözümlerden biridir. GA'lar şartlara uyum sağlayabilir. Bunun anlamı, önceden hiç bilgisi olmamasına karşın, olayları ve bilgiyi öğrenme ve toplama yeteneğine sahip olmasıdır. Her problemin çözümü için GA kullanmak iyi bir yol değildir. Birkaç parametrelili analitik fonksiyonun çözümünde klasik metotlar daha hızlıdır. Böyle durumlarda, nümerik metotlar tercih edilmelidir (Man ve Tang, 1996).

4.1 Genetik Arama Algoritmasının Yapısı ve Çalışması

Bir genetik algoritmanın çalışması aslında basit olmakla beraber etkili bir tekniktir. Çalışmanın basitliği ve etkili olması genetik algoritma yaklaşımının en çekici iki özelliğidir. Genetik algoritmalar geniş ve karmaşık arama uzaylarında bile küresel çözümlere ulaşma konusunda başarılıdır.

Genetik Algoritmalar, diğer normal optimizasyon metotlarından dört açıdan farklılık göstermektedir (Goldberg, 1989).

1. Genetik algoritmalar parametrenin kendisi ile değil, parametre dizilerinin kodlanması ile çalışır.
2. Genetik algoritmalar aramaya tek bir nokta ile değil, çok sayıda nokta ile başlarlar.
3. Genetik algoritmalar olasılık kurallarını kullanırlar.
4. Genetik algoritmalar üretilen çözümlerin (bireylerin) ne kadar iyi olduğuna uygunluk fonksiyonu ile karar verirler.

Uyum kabiliyeti ve hayatta kalabilme özelliklerini öğrenmenin en iyi yolu biyolojik örneklerin dikkatle incelenmesi olmuştur. Ancak genetik algoritmalar yönteminin tek önemli üstünlüğü doğayı taklit eder şekilde çalışması değildir. Özellikle arama uzayı çok geniş veya süresiz olduğunda genetik algoritmalar diğer

optimizasyon yöntemlerinden daha başarılıdır. Ulaşılması gereken birden fazla hedef var ve bunların bir yerde toplanması zorsa, ayrıca bulunan cevaba yakın diğer çözümlerle ilgili de gerekiyorsa yine genetik algoritmalar daha üstün bir yöntemdir (Pearce ve Cowley, 1996).

Genetik algoritmanın işlem adımları şöyle açıklanabilir:

- Arama uzayındaki tüm mümkün çözümler dizi olarak kodlanır. İkili dizilerin oluşturduğu gruba topluluk adı verilmektedir. İlk toplum rasgele oluşturulmaktadır. Toplumu oluşturan bireylerin sayısı, toplum boyutu olarak tanımlanır ve toplum boyutu işlem boyunca sabit kalmaktadır. Toplum boyutu geniş tutulduğu zaman, ilk birkaç nesilde, sonucu kapsama olasılığı artmakta fakat genetik algoritmanın çalışma hızı azalmaktadır.
- Her bireyin ne kadar iyi olduğu bulunur (fitness function). Genetik algoritmalar doğada geçerli olan en iyinin yaşaması kuralına dayanarak sürekli iyileşen çözümler üretir. Bunun için “iyi”nin ne olduğunu belirleyen bir *uygunluk* (fitness) fonksiyonu kullanır.
- Bir grup birey belirli bir olasılık değerine göre rastgele seçilip çoğalma işlemi gerçekleştirilir. Genetik algoritmaları diğer algoritmalarından ayıran en önemli özelliklerden biri de seçmedir. Genetik algoritmalarda bireyin puanı onun seçilme şansını artırır ancak bunu garanti etmez. Seçim de ilk grubun oluşturulması gibi rastgeledir ancak bu rasgele seçimde seçilme olasılıklarını bireylerin puanı belirler.
- Seçilen bireyler, çaprazlama ve mutasyon işlemlerine tabi tutulur.
- Önceden belirlenen adım sayısı boyunca veya hata belli bir ön tanımdan küçük olana kadar yukarıdaki işlemler devam ettirilir.

Adım sayısı, belirlenen kuşak sayısına ulaşınca işlem sona erdirilir. Uygunluk fonksiyonuna göre en uygun olan birey seçilir (Voget ve Kolonko, 1998).

4.1.1 Genetik İşlemciler

Kullanılan genetik işlemciler, var olan toplum (population) üzerine uygulanan işlemlerdir. Bu işlemcilerin amacı, daha iyi özelliğe sahip yeni nesiller üretmek ve arama algoritmasının alanını genişletmektir.

3 tip genetik işlemci vardır :

1. Seçme (Selection)
2. Çaprazlama (Crossing Over)
3. Değişim (Mutation)

4.1.1.1 Seçme (Selection)

Yeniden üretme işlemi, hazır topluluktan uygun olan bireylerin seçilmesi ve bunların sonraki topluluğa kopyalanarak hayatta kalmalarıyla ilgilidir. Yeniden üretme işleminde, bireyler aldıkları puanlara göre kopya edilirler. Topluluk uzayındaki her bir bireyin puanları baz alınarak ne kadar sayıda kopyasının olacağına karar verilir. En iyi bireylerden daha fazla kopya alınır, en kötü bireylerden kopya alınmaz. Bu hayatta kalmak için puanlama stratejisinin GA 'ya sağladığı avantajlardır.

Üreme işlemi, birçok yoldan algoritmik şekilde elde edilebilmektedir. Bu uygulama için en basit metod, rulet tekerleği tekniğidir. Bu teknikte, toplumdaki her birey için puanları ile orantılı olarak tekerlek üzerinde hisse verilir. Böylece her birey tekerlek üzerinde belli yüzdeye sahip olur. Bireylerin yeterli sayıda üreme işlemleri için rulet tekerleği çevrilir. Bireyin bir sonraki toplum(nesil) için seçilmesi üzerinde kapladığı alanla doğrudan bağıntılıdır.

- Seçkinleştirme / Bellek

Bu da yerine geçme metodu olarak bilinir. Seçme, çaprazlama ve mutasyon işlemleri sırasında toplumda bulunan en iyi puana sahip olan birey bir sonraki topluma aktarılmayabilir. Bunu önlemek için bu işlemlerden sonra oluşan yeni topluluğa bir önceki topluluğun en iyi (elit) bireyi yeni topluluktaki herhangi bir birey ile yer değiştirilir.

Elitizm çok hızlı bir şekilde GA' nın performansını artırır çünkü en iyi bulunan çözümü kaybetmeyi önler.

4.1.1.2 Çaprazlama (Crossover)

Topluluktan rastlantısal olarak seçilen iki birey arasında çaprazlama yapılır. Basitçe olay, iki ebeveyn birey arasında, gene rastlantısal olarak seçilen genlerin yer değiştirmesidir. Oluşan yeni birey ebeveynlerin bazı özelliklerini almış ve bir bakıma ikisinin kopyası olmuştur. Çaprazlama toplumda çeşitliliği sağlar. İyi özelliklerin bir araya gelmesini kolaylaştırarak en iyiye yaklaşmayı amaçlar.

Eğer iki bireyin problemin çözümünde bazı etkileri var ise onların bir parçaları faydalı, iyi veya uygun nitelenebilecek bilgi taşımaktadır. Çaprazlama belki problemin çözümünde, bu faydalı bilgileri birleştirerek, daha çok etkili yeni bireyler üretecektir. Tablo 4.1 de ikili kodda verilmiş iki birey arasındaki çaprazlama işlemi verilmiştir.

<i>1. ebeveyn</i>	1 0 0 1 1 0 0 0 1 0
<i>2. ebeveyn</i>	1 1 0 1 1 1 0 1 1 1
<i>Çaprazlama sonucunda oluşan 1.birey</i>	1 0 0 1 1 0 0 1 1 1
<i>Çaprazlama sonucunda oluşan 2.birey</i>	1 1 0 1 1 1 0 0 1 0

Tablo 4.1 İki bitlik çaprazlama örneği

4.1.1.3 Değişim (Mutasyon)

Rakam değişikliği (mutasyon) ikili kodda yazılmış bir bireyin herhangi bir hanesindeki 0 değerini 1 veya 1 değerini 0 yapma işlemidir. Bu işlem bireyin bir hanesinde yapılabileceği gibi birden fazla hanede de yapılabilir.

Mutasyon işleminin genel amacı, genetik çeşitliliği sağlamaktır. Mutasyon, oluşan yeni çözümlerin önceki çözümü kopyalamasını önlemek; yeni görülmemiş, araştırılmamış çözüm elemanlarını bulmak ve sonuca daha hızlı ulaşmak amacıyla yapılır. Bireyler birbirine benzemeye başladığında hala çözüm noktalarının uzağında bulunuyorsa mutasyon işlemi GA'nın kalmamasını sağlar.

Mevcut Birey	1 1 0 1 1 1 1 0 0
Mutasyon sonucunda oluşan birey	1 1 0 0 1 1 1 0 0

Tablo 4.2 Mutasyon Örneği

Uygunluk fonksiyonu ise hangi bireyin bir sonraki nesilde bulunup bulunmayacağını gösteren temel parametredir. Bir kromozoma ait uygunluk değeri ne kadar yüksek olursa o kromozomun aile olarak seçimi daha güçlü bir olasılıktır. Her bir kromozom dizisi için PMSM sürme sistemi çalıştırılır. Popülasyon içerisindeki tüm bireyler için uygunluk değerleri bulunur. Genetik algoritma ya daha önce belirlenen uygunluk değeri yakalanırsa sonlandırılır. Uygunluk değeri en yüksek olan birey saklanır böylece en uygun etkinlik fonksiyonları elde edilmiş olur.

Yapılan çalışmada kullanılan uygunluk fonksiyonu aşağıda olduğu gibi tanımlanmıştır.

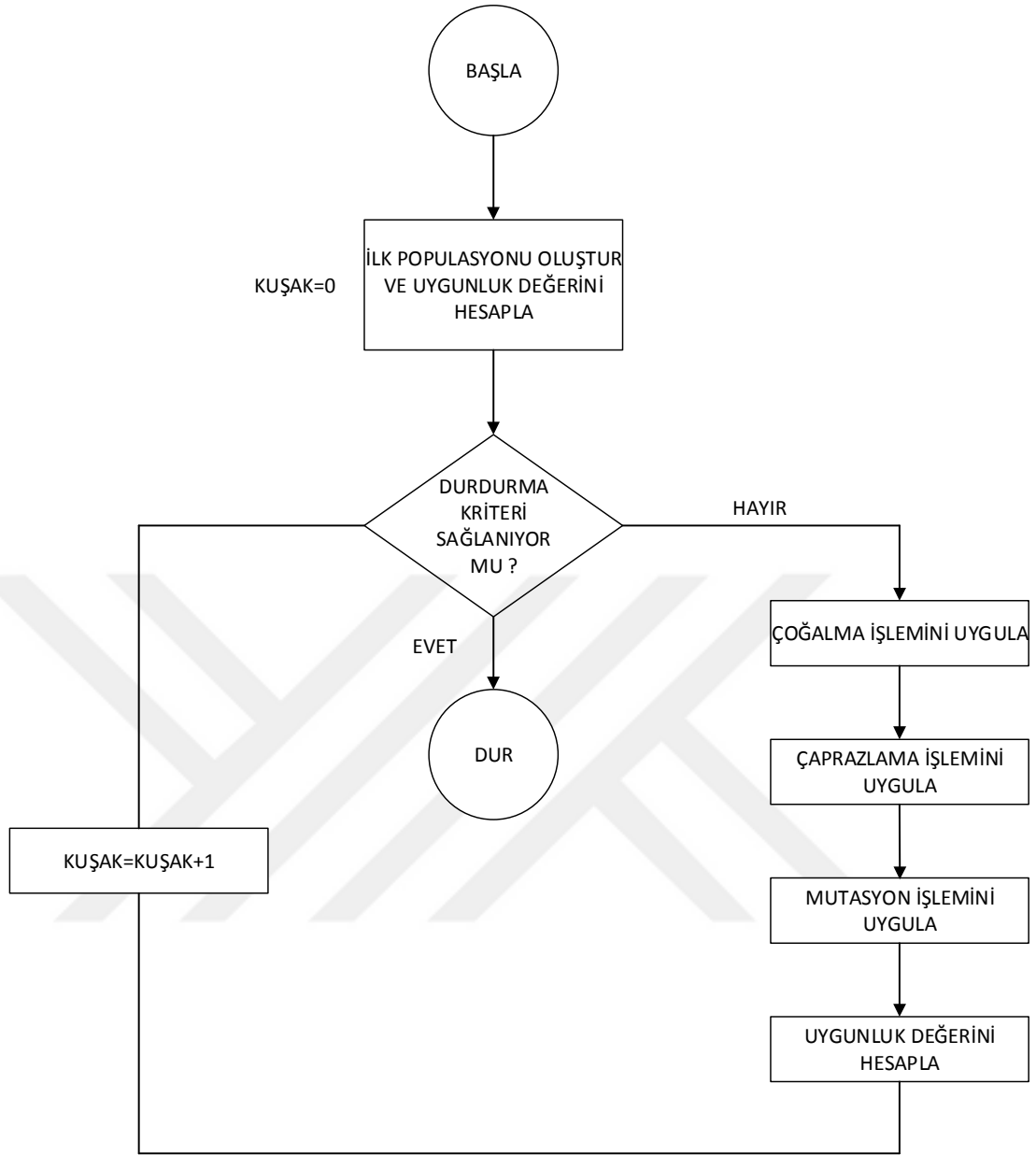
$$uygunluk = 1.0 / \left[1.0 + \sum_{k=1}^N |e_{\omega}(k)| \right]$$

Popülasyonun belirlenmesinde önemli olan popülasyonun kaç bireyden oluşturulacağı ve başlangıç değerlerinin nasıl seçileceğidir. Genetik algoritmalar tasarlanırken popülasyon büyük seçilirse, genetik algoritmanın istenen çözüme

ulaşması daha uzun zaman alır. Tersine popülasyon çok küçük seçilirse bu durumda popülasyon içerisindeki bireylerin çeşitliliği düşeceği için lokal minimumda kalmasına neden olacaktır. Bu nedenle algoritma çevrim süresi dikkate alınarak mümkün olduğunca popülasyonun büyük seçilmesi önerilir (Ustun, 2016).

Yukarıda bahsedilen işlemlerin hepsini gösteren akış diyagramı aşağıda olduğu gibidir.





Şekil 4.1 Genetik Algoritma Akış Diyagramı

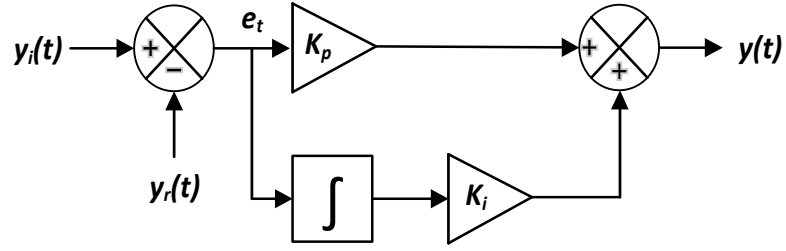
5. PMSM'NİN HIZ VE POZİSYON KONTROLÜ

Birçok endüstriyel uygulamada, hız/konum ve moment kontrolü için küçük boyutlu fakat nitelikli sürme sistemlerine sahip motorlara ihtiyaç duyulur. Yüksek nitelikli sürme sistemleri, rotor konumu veya hızının referans değerlerini sürekli olarak çok iyi izleyen sistem anlamında tanımlanır. PMSM'ler yüksek güç/kütle oram, düşük eylemsizlik ve yüksek hız yetenekleri nedeni ile birçok endüstriyel otomasyon uygulamalarında öne çıkmış ve diğer klasik DA ve AA motorlara nazaran tercih edilir olmuştur. Nitelikli bir sürme sisteminde sakınca sayılan sistem parametrelerindeki değişimler, eylemsizlik ve yük momentinin değişimleri gibi istenmeyen durumlar açısından PMSM iyi bir kontrolör tarafından kontrol edilmeleridir (Gedikpınar, 2002).

PMSM'lerin kontrolünde, genellikle doğrusal sistemlere uygulanan oransal integral türev (PID) denilen klasik yöntem, basitliği ve gerçekleştirme kolaylığı nedeni ile tercih edilen bir kontrol yöntemidir. Ancak, gürültü, faz kayması, eylemsizlik, doyum ve belirsiz girişlerin etkili olduğu doğrusal olmayan sistemlerde kullanılan PMSM'lerin kontrolünde ise, yüksek ve izleme performansı gerektiren uygulamalarda PID kontrolör yerine uyarlamalı kontrol yöntemlerinden, değişken yapılı, model referans, kayma modu, yapay sinir ağı, bulanık mantık veya genetik algoritma gibi yöntemler kullanılır (Gedikpınar, 2002).

Bu tez çalışmasında PMSM'nin hız kontrolü için geleneksel bir denetleyici olan PI, pozisyon kontrolü için de P denetleyici kullanılarak denetlenmiş, geleneksel denetleyicinin katsayıları genetik algoritmalar kullanılarak elde edilmiştir. Ayrıca sinusoidal ve trapezoidal komutasyon teknikleri kullanılarak farklı hız ve farklı pozisyonlardaki değişim karşılaştırılmıştır.

PI kontrolde, sistem başlangıçta veya herhangi bir anda aniden yüklendiğinde, bir salınım yapmakta ve kararlı duruma gelmektedir. Yani integral kontrol, sistemin sürekli durum hatasını sıfır yapmaktır.



Şekil 5.1 Oransal Integral Denetleyici Blok Diyagramı

Şekil 5.1 de PI' ın zaman düzleminde blok diyagramı verilmiştir. Burada e_t PI hata sinyalini K_p ve K_i oransal ve integral kazançlarını ve y_t çıkış sinyalini ifade etmektedir.

Motorun pozisyon kontrolü için; referans pozisyon bilgileri, gerçek pozisyon bilgileri ile karşılaştırılarak bir hata sinyali üretilir. Bu hata sinyali P sisteminde geçirilerek referans hız elde edilir. Referans hız ile gerçek hızın karşılaştırılması sonucu elde edilen hata sinyali, tekrardan bir PI' dan oluşan kontrol devresine uygulanır (Cira, 2011).

6. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Simulasyonda kullanılan PMSM motorun gerçek parametreleri Tablo 6.1. de verilmiştir.

Nominal Gerilim	300 [V]	Stator Direnci	2.0 [Ω]
Nominal Güç	3 [kW]	Stator Endüktansı	0.01[mH]
Nominal Hız	3000[d/d]	Atalet Momenti	0.0124 [Kg.m ²]
Kutup Sayısı	8	Sürtünme Katsayısı	0.0012 WB

Tablo 6.1 PMSM’NİN PARAMETRELERİ

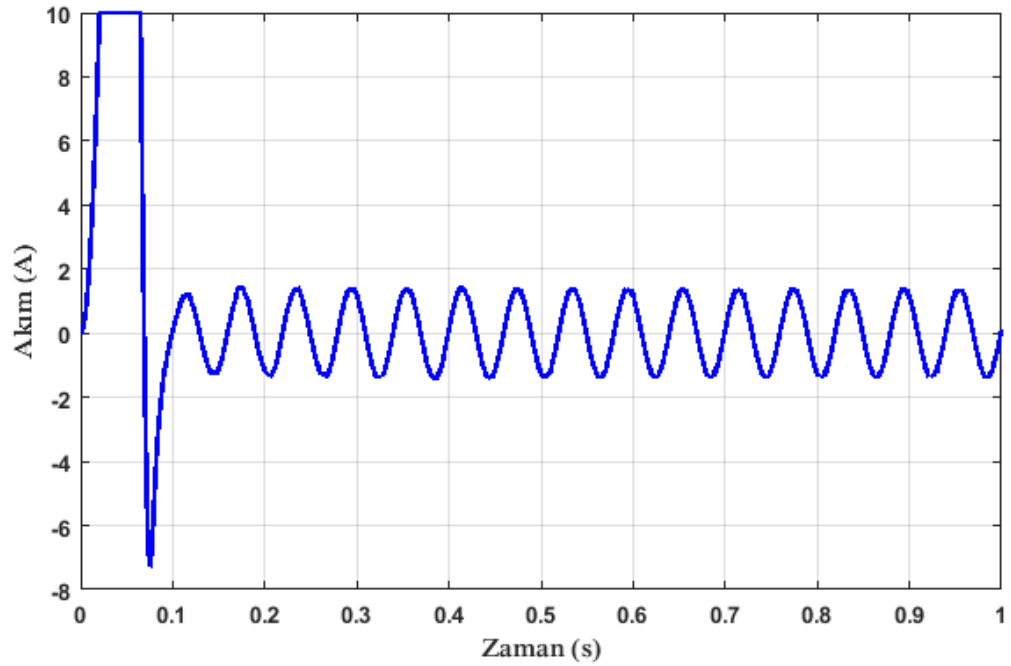
Bu motor parametrelerine göre motor sistemi Eclipse C programında yazılmıştır. 3. bölümde anlatılan PMSM sürme sistemi ve denetleyici yapıları kullanılarak farklı hız ve pozisyon referansları için hem sinusoidal referans akımda, hem de trapezoidal referans akımda benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Ortaya konulan denetleyicinin performansını belirleyen özellik motorun gerçek hız ve pozisyonunun referans pozisyonu yakından takip edebilmesidir. Bu amaçla öncelikle sinusoidal komutasyon tekniği ile referans akım sinüs olarak alınmış; 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d da referans hıza göre gerçek hızın ne kadar değiştiği incelenmiştir. Sonra trapezoidal komutasyon tekniği ile referans akım trapez olarak alınmış; 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d referans hıza göre gerçek hızın ne kadar değiştiği incelenmiştir. Sonraki aşamada sinusoidal komutasyon tekniği ile referans akım sinüs olarak alınmış; 2π , π ve $\pi/2$ radyanda referans pozisyona göre gerçek pozisyonun ne kadar değiştiği incelenmiştir. Sonra trapezoidal komutasyon tekniği ile referans akım trapez olarak alınmış; 2π , π ve $\pi/2$ radyanda referans pozisyona göre gerçek pozisyonun ne kadar değiştiği incelenmiştir.

Ayrıca çalışmada hız ve pozisyon denetleyici olarak PI denetleyici kullanılmış ve PI denetleyicinin K_p ve K_i katsayıları genetik arama algoritması ile belirlenmiştir. Genetik algoritmada ailelerin seçiminde özel bir yöntem uygulanmıştır. Rank-based ve elitizm yöntemleri kullanılmıştır. Öncelikle uygunluk değerine göre popülasyon içerisindeki bireyler en yüksekten aşağıya doğru sıralanmıştır. En yüksek uygunluk

değerine sahip birey hem aile olarak seçilmiş hem de doğrudan bir sonraki nesle dahil edilmiştir. Böylece en iyi performansı sağlayan birey algoritma tamamlanana kadar korunması sağlanmıştır. Ayrıca bir sonraki nesil için gerekli bireylerin oluşturulması için birçok noktadan çaprazlama işlemi gerçekleştirilmiştir. Çaprazlamaya girecek olan bireyler rastgele seçilmiş ve optimum değer olan 0.75 olasılık değeri kullanılmıştır. Çaprazlama noktaları yine rastgele seçim ile belirlenmiştir.

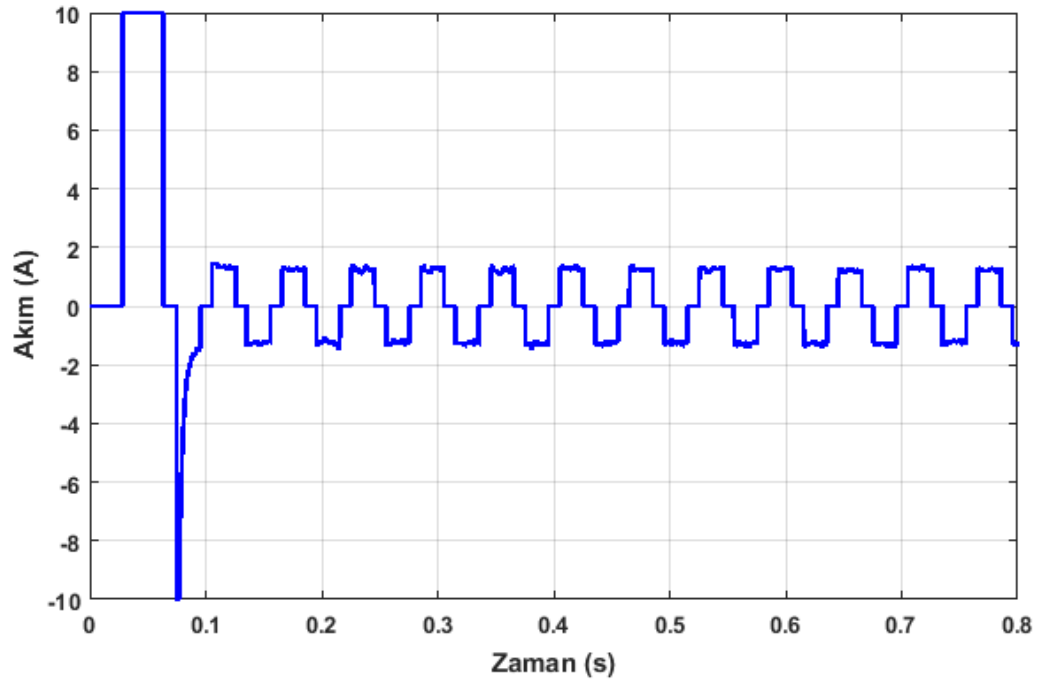
Çaprazlama sonunda elde edilen bireylerin çeşitliliğini yükseltmek için mutasyon uygulanmış ve her bir bireyin mutasyon olasılığı, optimum değer olan 0.25 olarak seçilmiştir.

Şekil 6.1 de sisteme uygulanan sinusoidal referans akım gösterilmiştir. Sistemin ilk anda yüksek akım çekmemesi için referans akım 10 Amper ile sınırlandırılmıştır. Sinusoidal referans akım şekli; referans hız 500 d/d için gösterilmiştir.



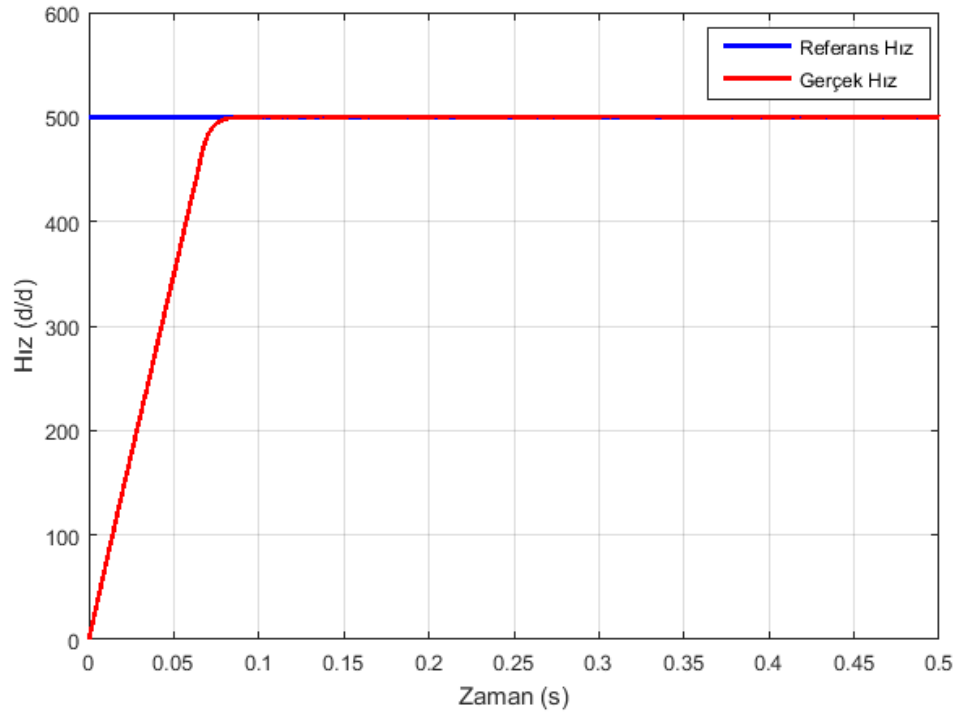
Şekil 6.1 Sinusoidal Referans Akım

Şekil 6.2 de sisteme uygulanan trapezoidal referans akım gösterilmiştir. Sistemin ilk anda yüksek akım çekmemesi için referans akım 10 Amper ile sınırlandırılmıştır. Trapezoidal referans akım şekli ; referans hız 500 d/d için gösterilmiştir.

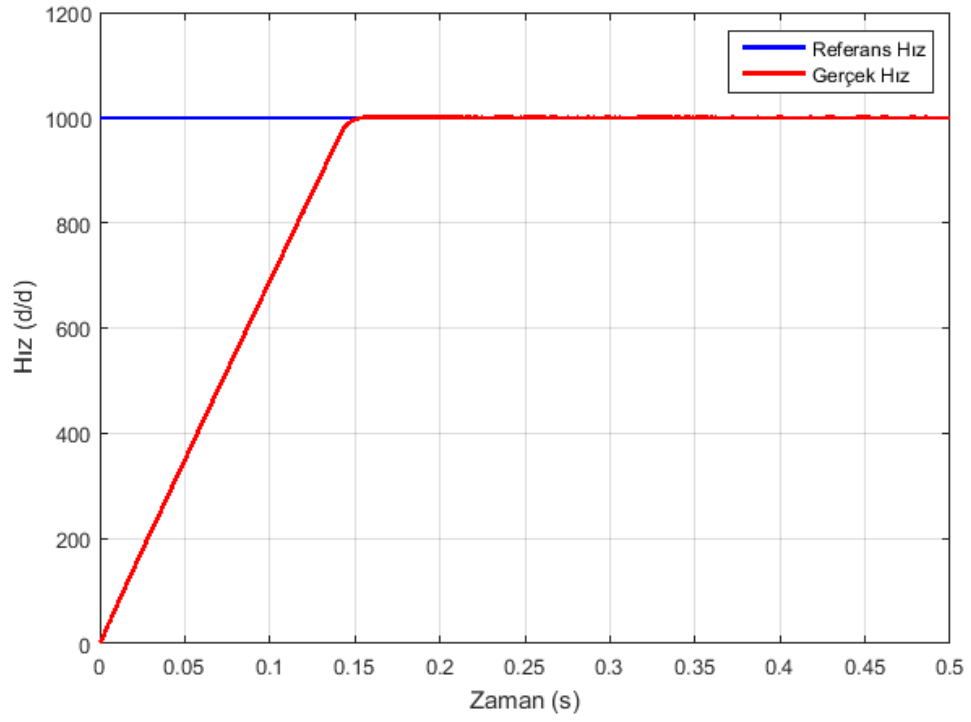


Şekil 6.2 Trapezoidal Referans Akım

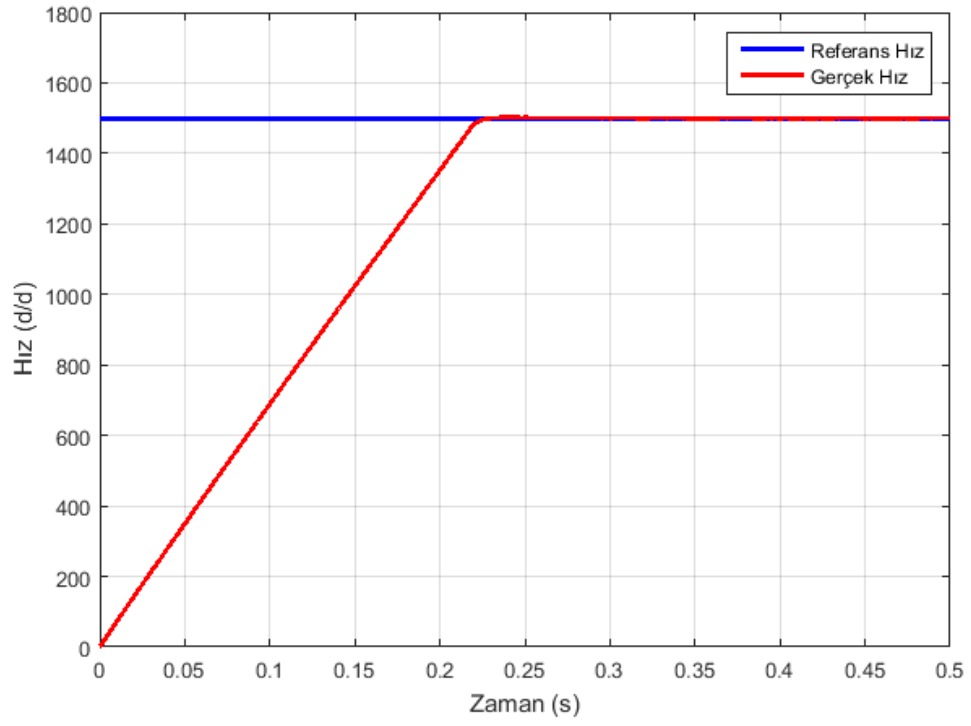
Şekil 6.3 (a), Şekil 6.3 (b), Şekil 6.3 (c) ve Şekil 6.3 (d) de 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım Şekil 6.1 de olduğu gibi sinusoidal şekildedir. Testler 1Nm de gerçekleştirilmiştir. Grafikler incelendiğinde gerçek hızın referans hızı yakından takip ettiği görülmüştür. Genetik Arama Algoritması ile bulunan PI denetleyicinin K_p ve K_i katsayıları sistem için optimum değerdedir. Bu durumda denetleyici performansı iyi sonuç vermiştir.



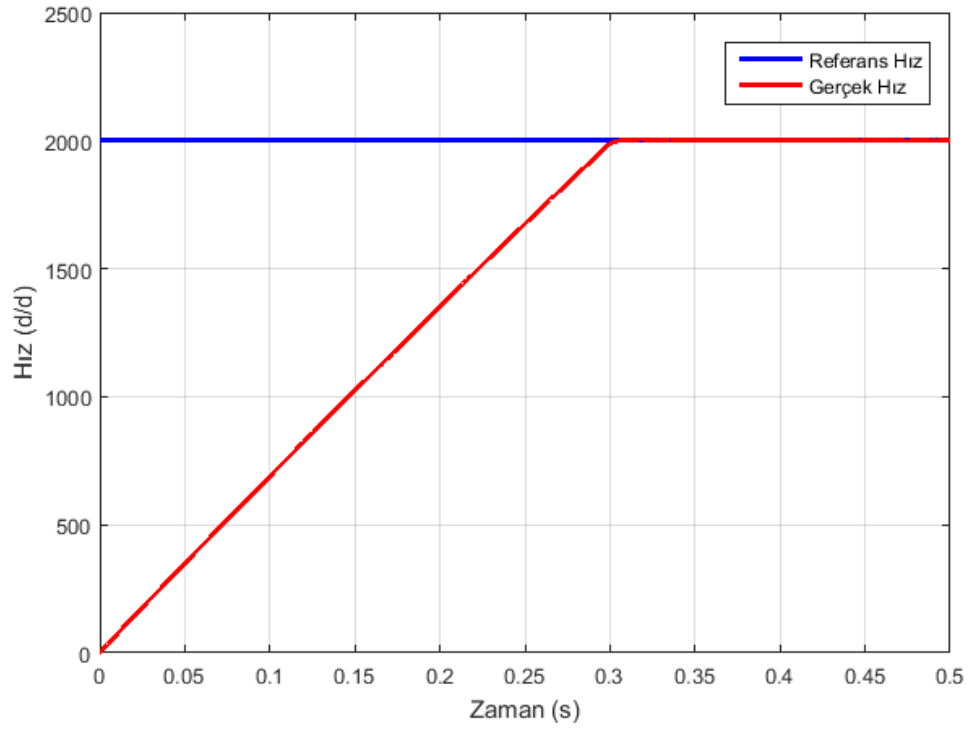
Şekil 6.3 (a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız



Şekil 6.3 (b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

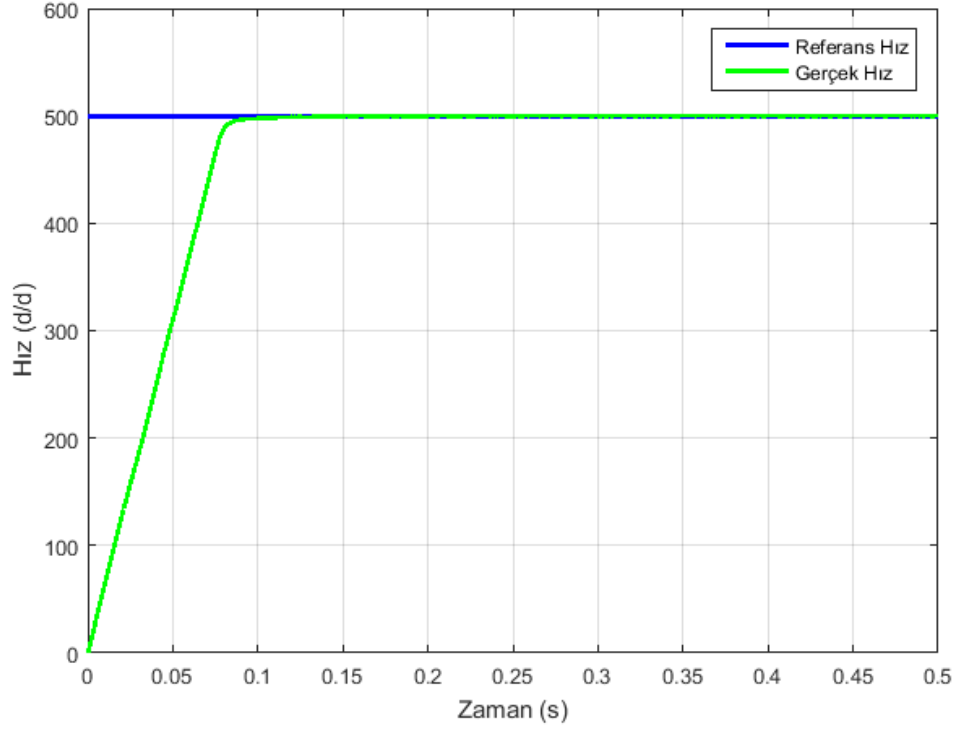


Şekil 6.3 (c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız

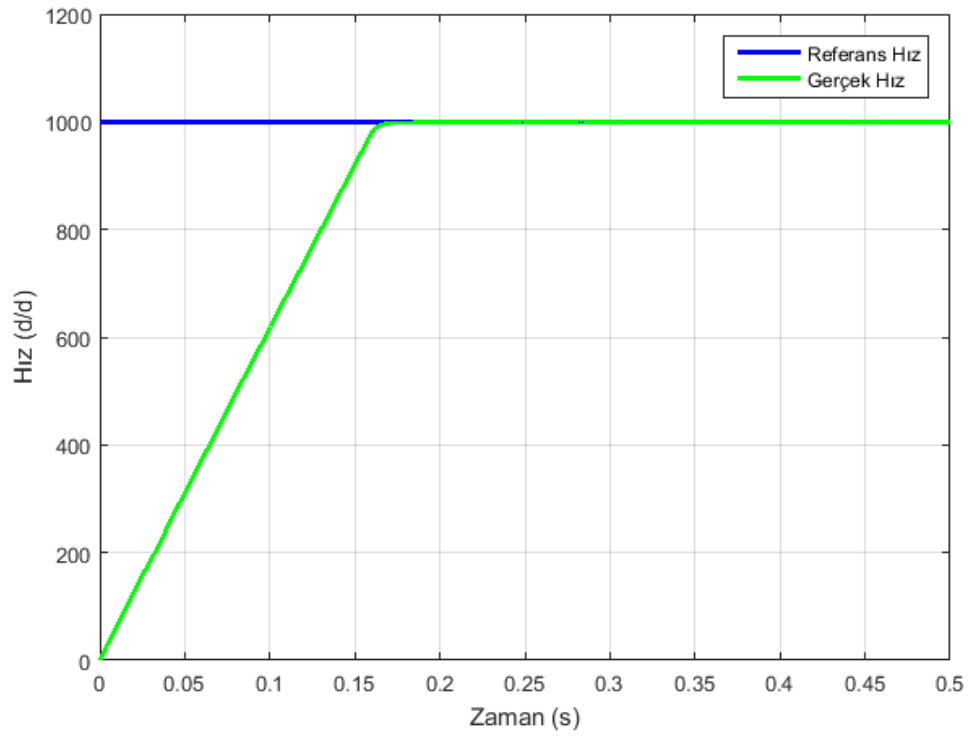


Şekil 6.3 (d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

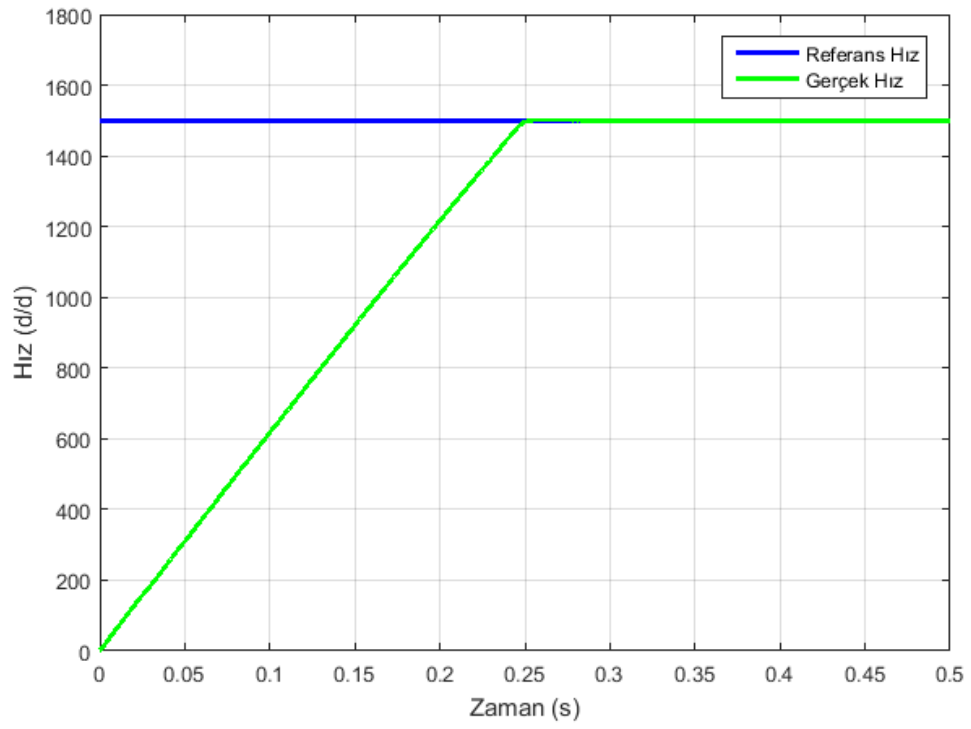
Şekil 6.4 (a), Şekil 6.4 (b), Şekil 6.4 (c) ve Şekil 6.4 (d) de 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım Şekil 6.2 de olduğu gibi trapezoidal şekildedir. Testler 1Nm de gerçekleştirilmiştir. Yine sistemde PI denetleyicinin optimum K_p ve K_i katsayıları Genetik Arama Algoritması ile bulunmuştur.



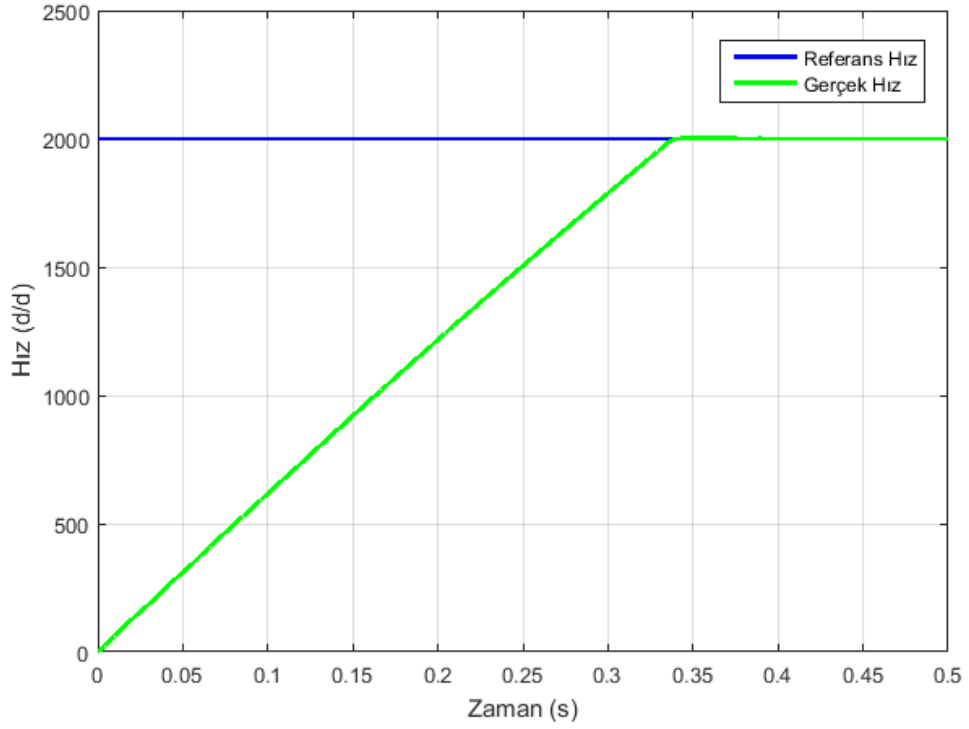
Şekil 6.4 (a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız



Şekil 6.4 (b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

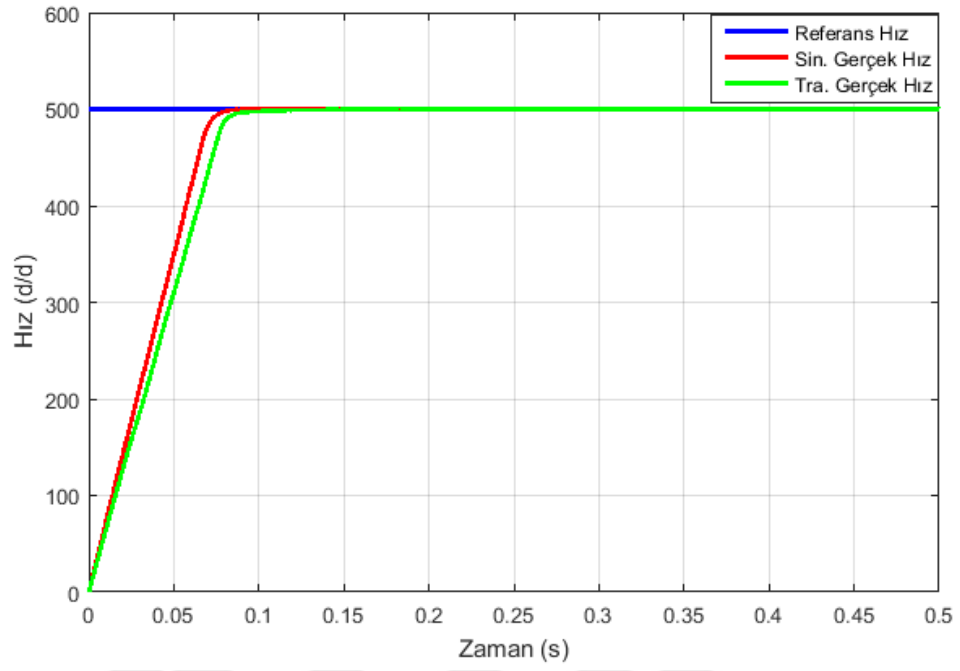


Şekil 6.4 (c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız

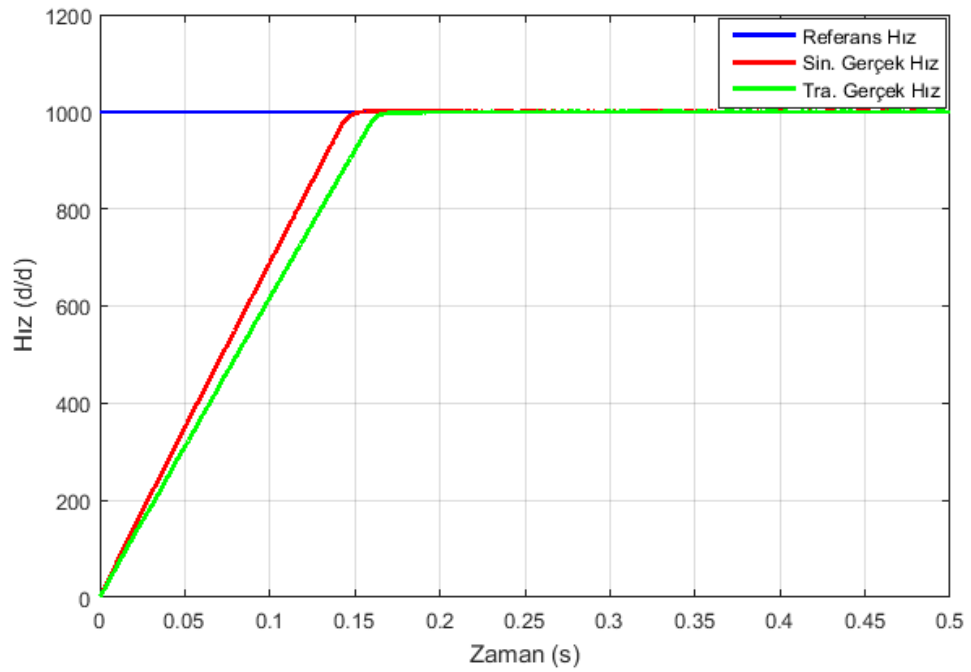


Şekil 6.4 (d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

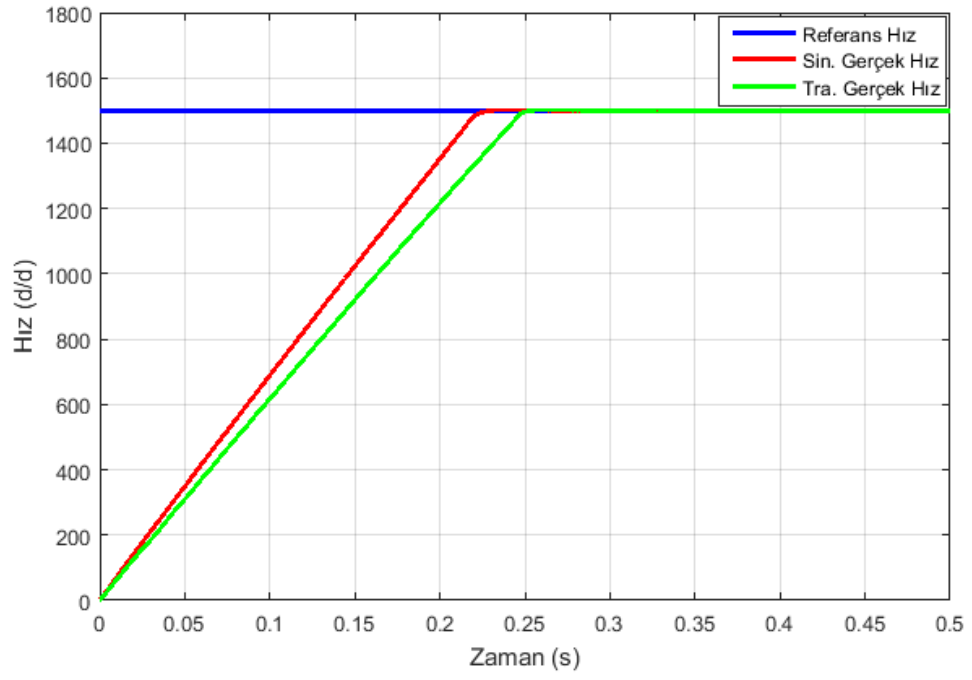
Şekil 6.5 (a), Şekil 6.5 (b), Şekil 6.5 (c) ve Şekil 6.5 (d) de ise 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda elde edilen sonuçlar verilmiştir. Testler 1Nm de gerçekleştirilmiştir. Aynı şekilde PI denetleyici sistemin katsayıları hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Görüldüğü üzere sinusoidal referans akımdaki gerçek hızın tırmanışı ve kararlılığa ulaşması trapezoidal referans akımda alınan gerçek hızın tırmanışı ve kararlılığa ulaşmasına göre çok daha hızlı ve idealdir.



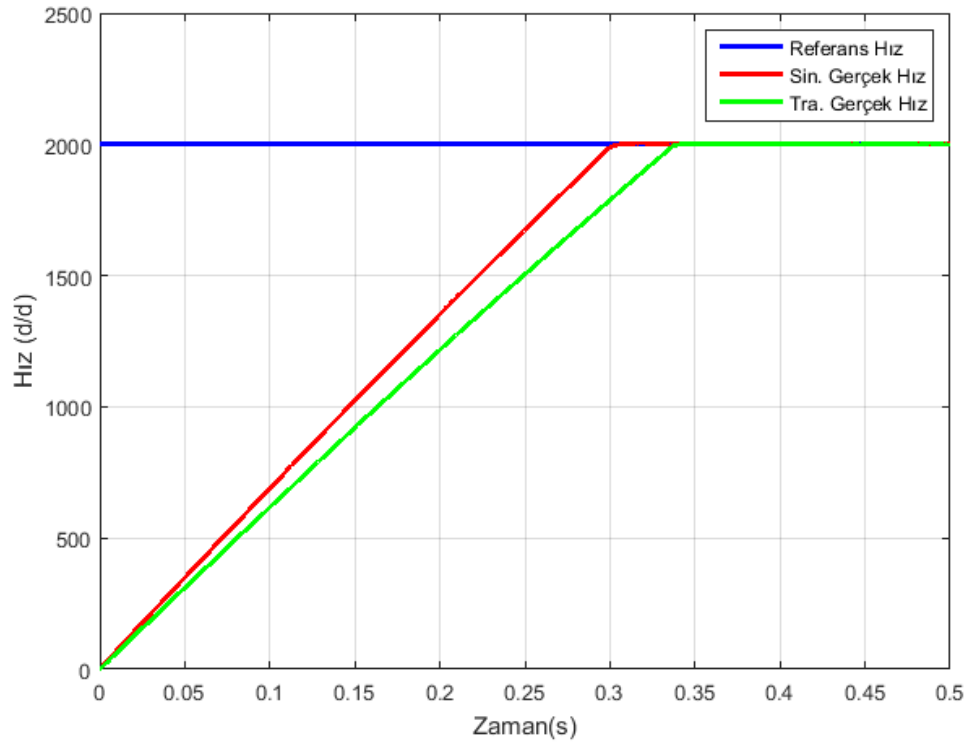
Şekil 6.5 (a) 500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız



Şekil 6.5 (b) 1000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

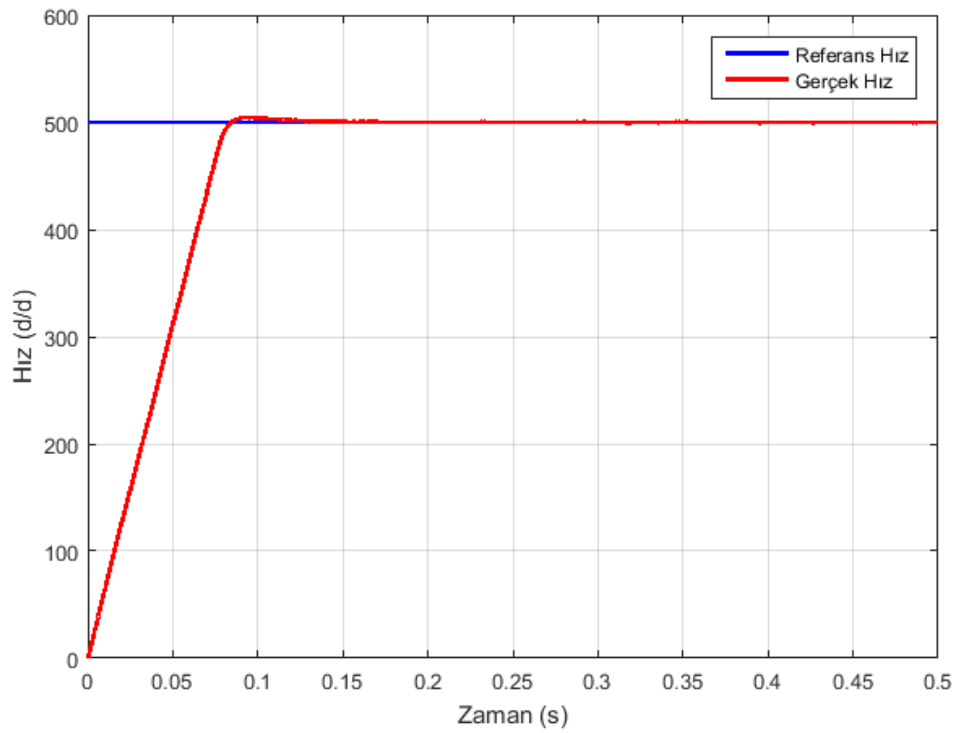


Şekil 6.5 (c) 1500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

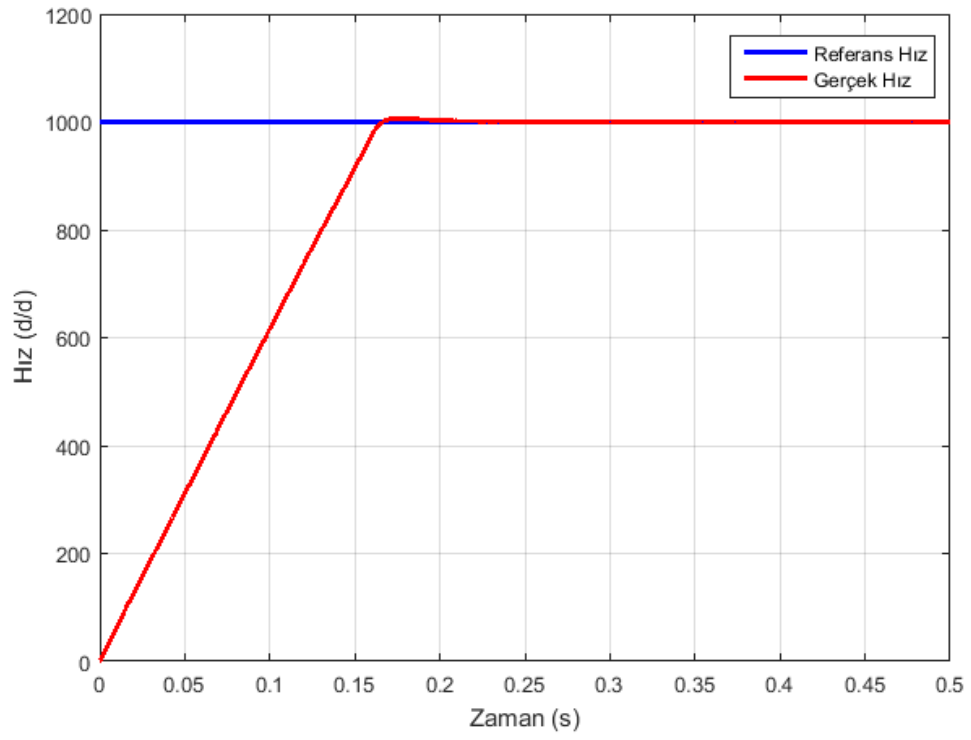


Şekil 6.5 (d) 2000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

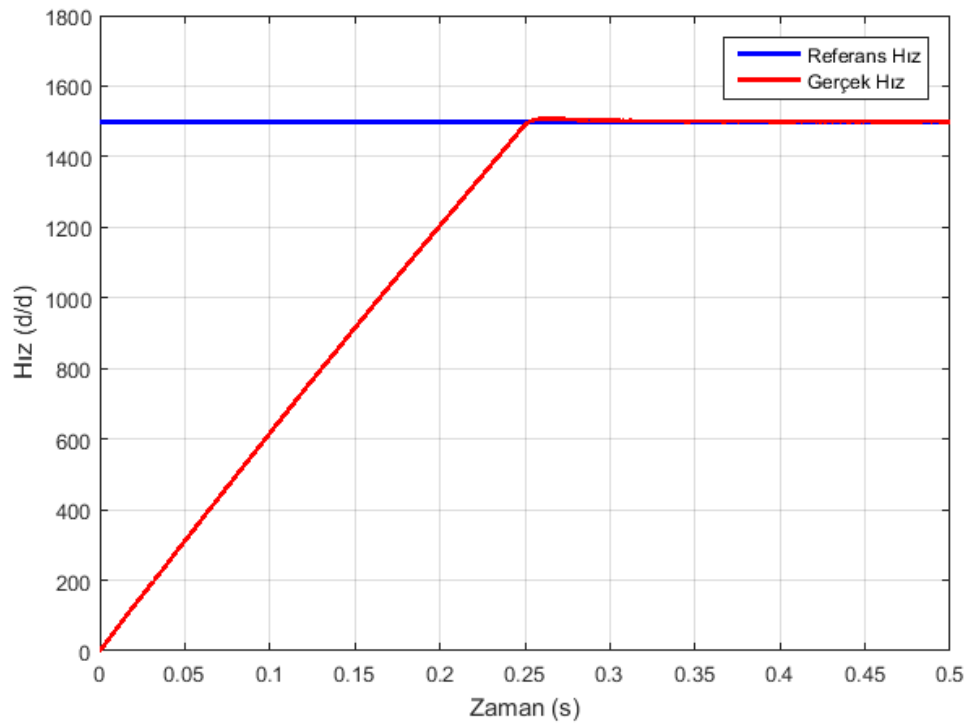
Şekil 6.6 (a), Şekil 6.6 (b), Şekil 6.6 (c) ve Şekil 6.6 (d) de 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım Şekil 6.1 de olduğu gibi sinusoidal şekildedir. Testler 2Nm de gerçekleştirilmiştir. PI denetleyicinin katsayıları aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek hızlarda bir miktar aşım oluşmuştur. Grafikler incelendiğinde gerçek hızın referans hızı yakından takip ettiği görülmüştür.



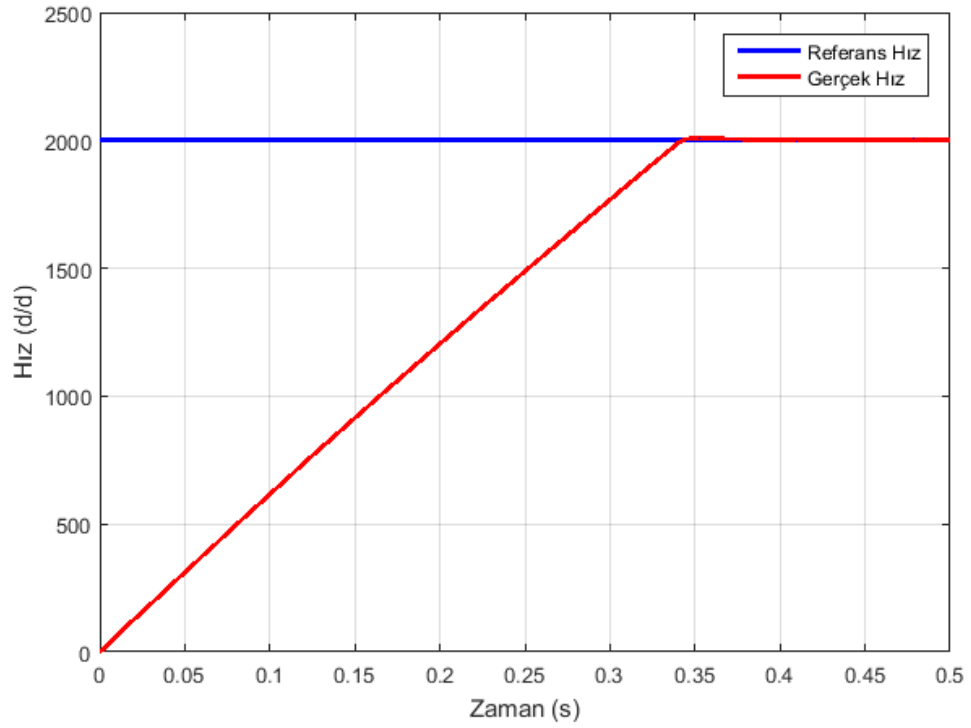
Şekil 6.6 (a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız



Şekil 6.6 (b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

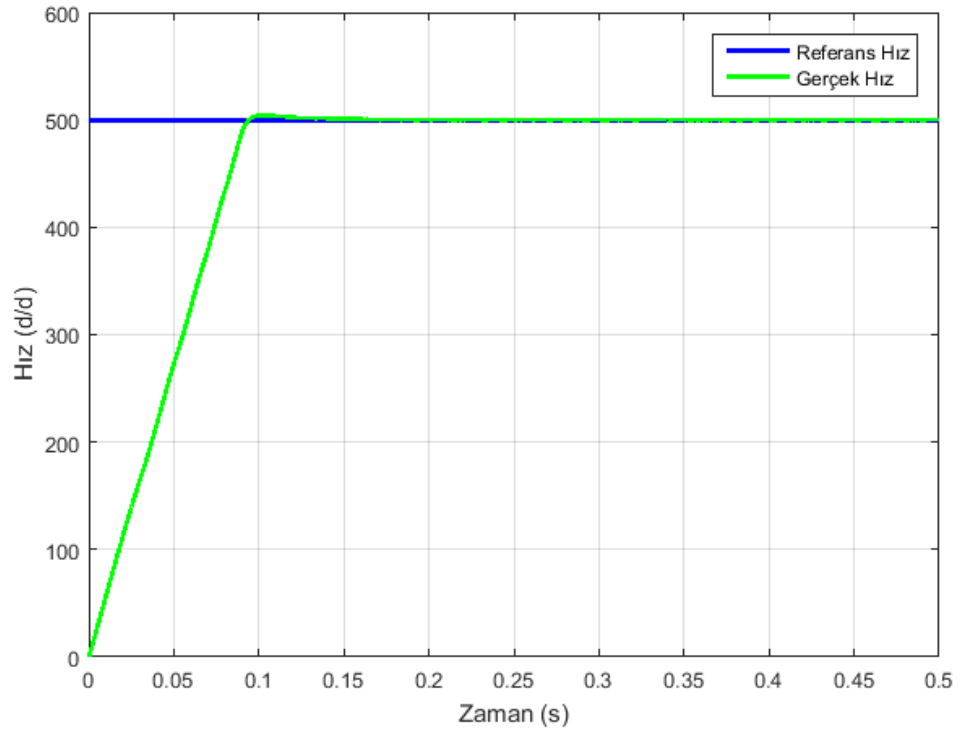


Şekil 6.6 (c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız

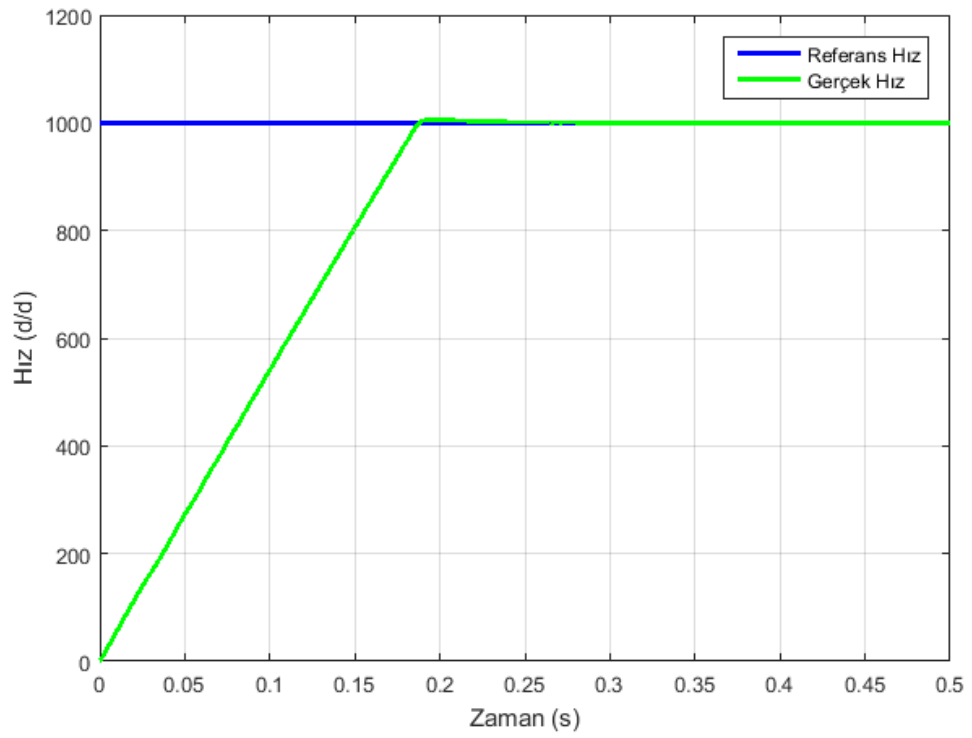


Şekil 6.6 (d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

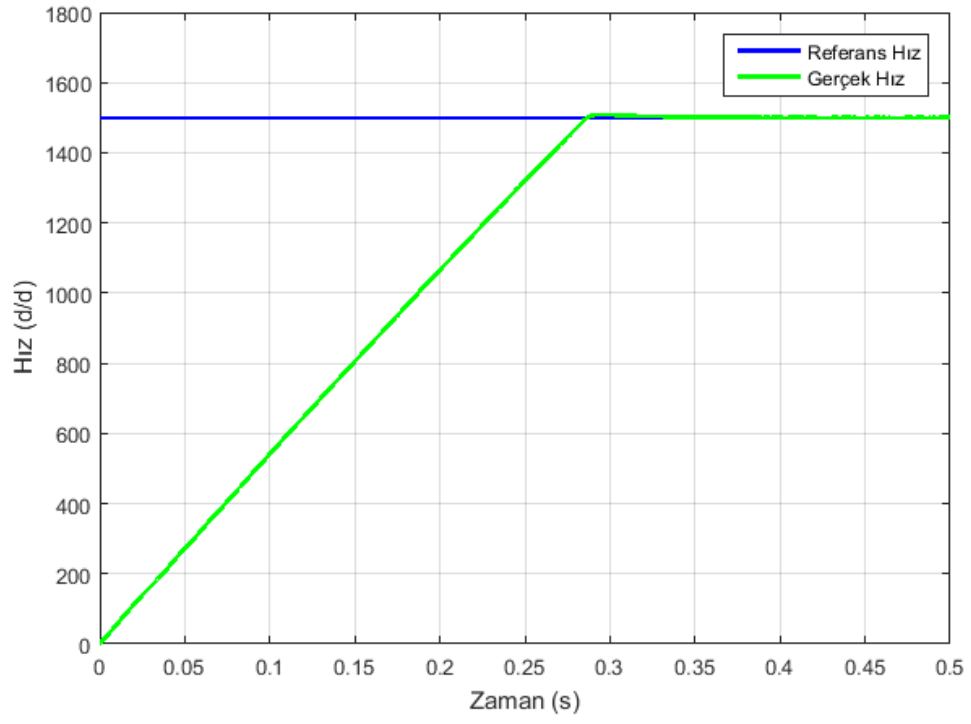
Şekil 6.7 (a), Şekil 6.7 (b), Şekil 6.7 (c) ve Şekil 6.7 (d) de 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım Şekil 6.2 de olduğu gibi trapezoidal şekildedir. Testler 2Nm de gerçekleştirilmiştir. PI denetleyicinin katsayıları aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek hızlarda bir miktar aşım oluşmuştur.



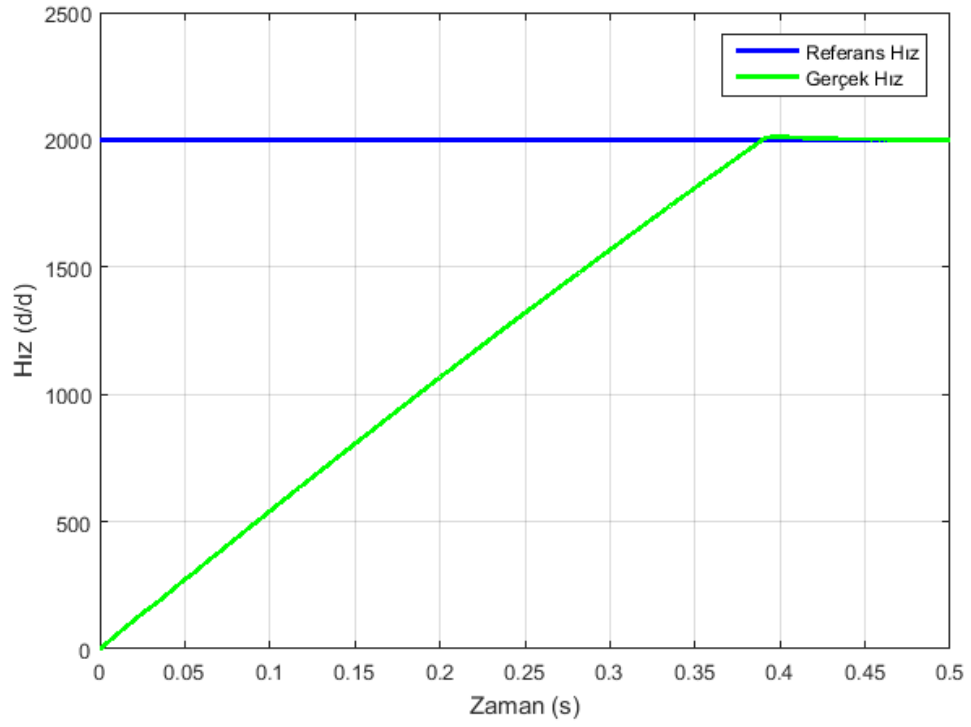
Şekil 6.7 (a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız



Şekil 6.7 (b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

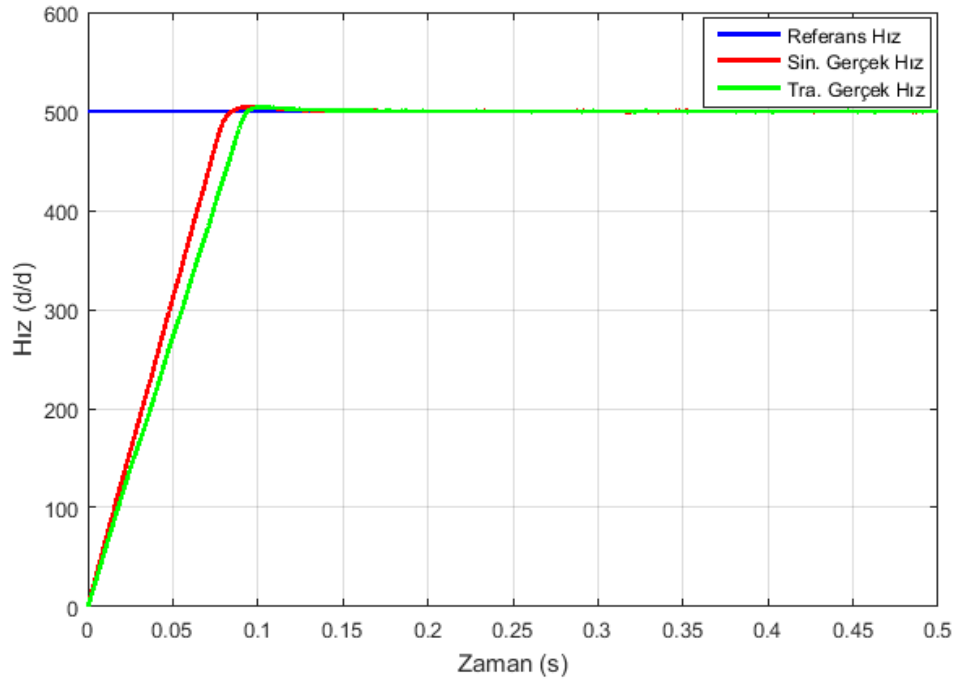


Şekil 6.7 (c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız

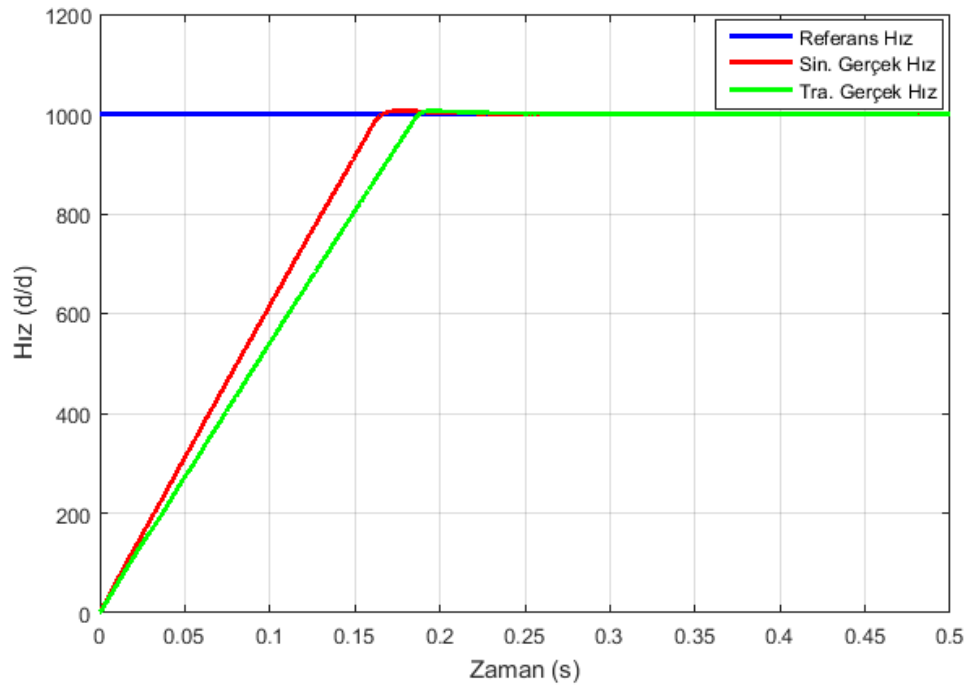


Şekil 6.7 (d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

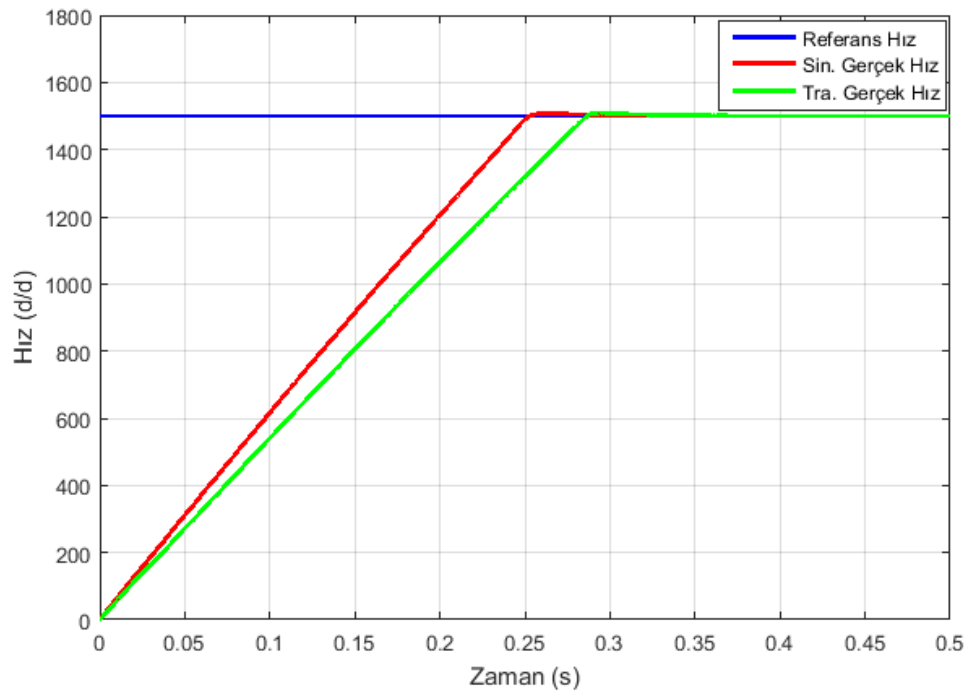
Şekil 6.8 (a), Şekil 6.8 (b), Şekil 6.8 (c) ve Şekil 6.8 (d) de ise 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda elde edilen sonuçlar verilmiştir. Testler 2Nm de gerçekleştirilmiştir. Aynı şekilde PI denetleyici sistemin katsayıları hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek hızlarda bir miktar aşım oluşmuştur. Görüldüğü üzere sinusoidal referans akımdaki gerçek hızın tırmanışı ve kararlılığa ulaşması trapezoidal referans akımda alınan gerçek hızın tırmanışı ve kararlılığa ulaşmasına göre çok daha hızlı ve idealdir.



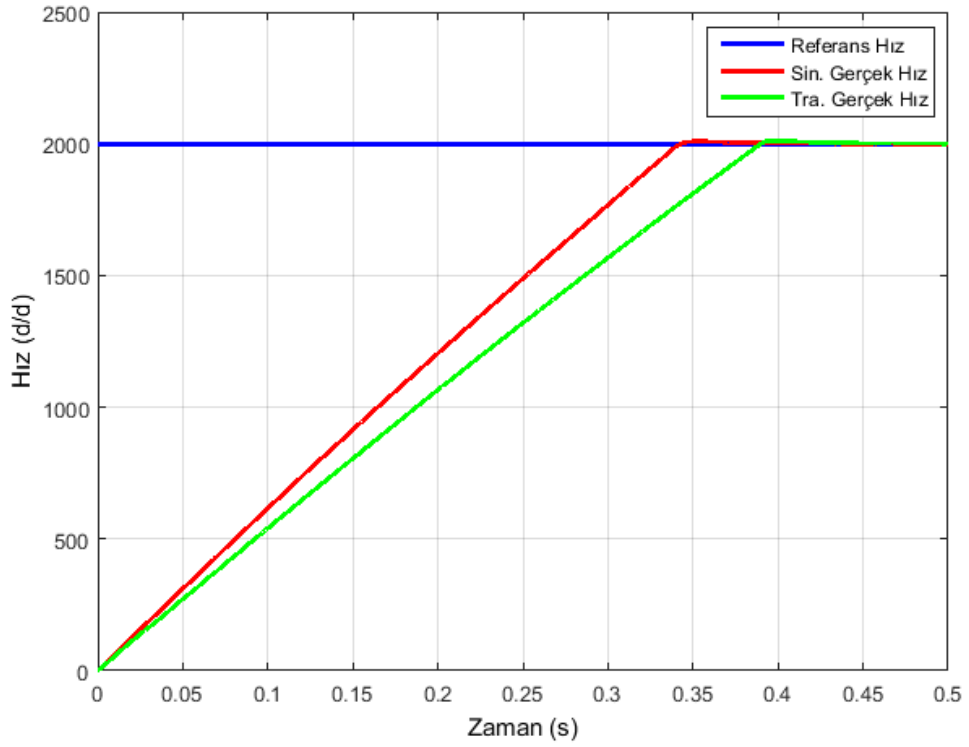
Şekil 6.8 (a) 500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız



Şekil 6.8 (b) 1000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

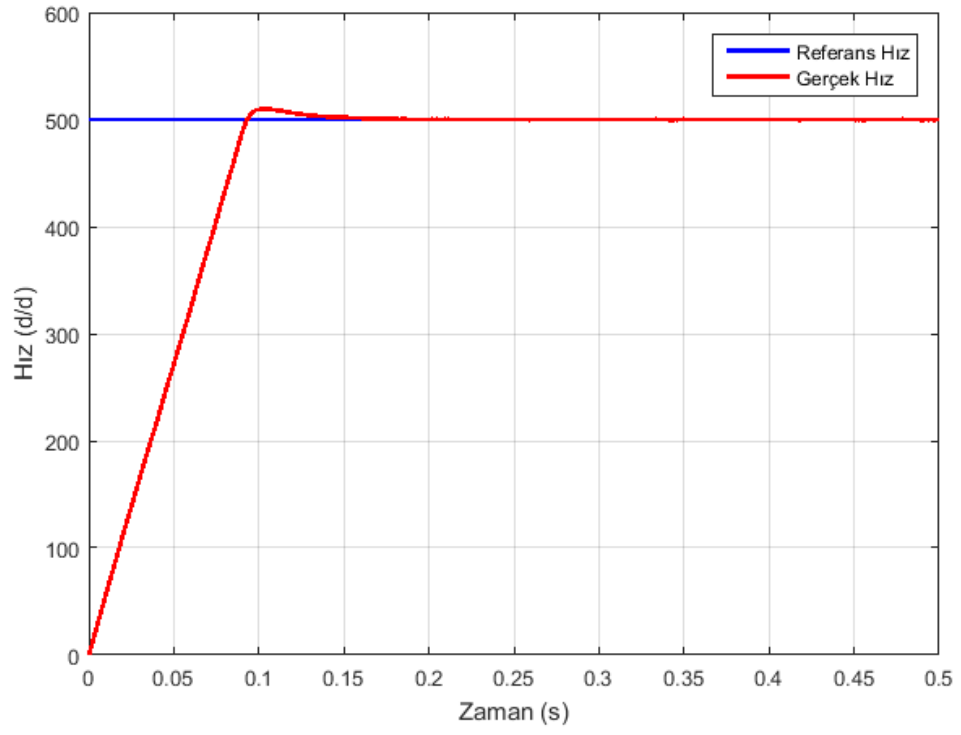


Şekil 6.8 (c) 1500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

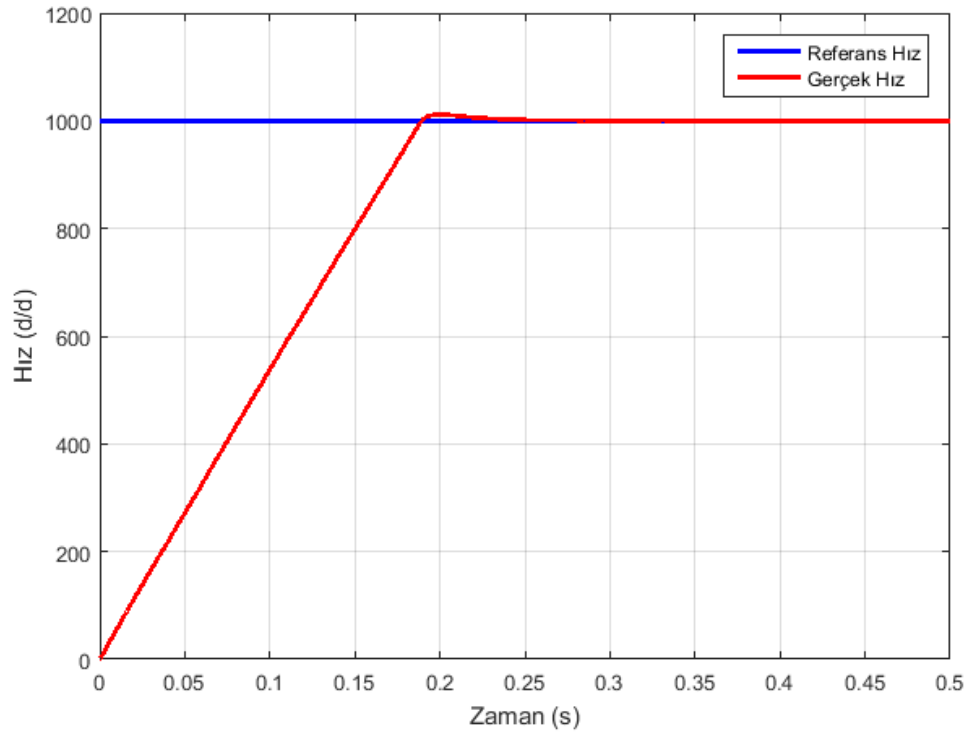


Şekil 6.8 (d) 2000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

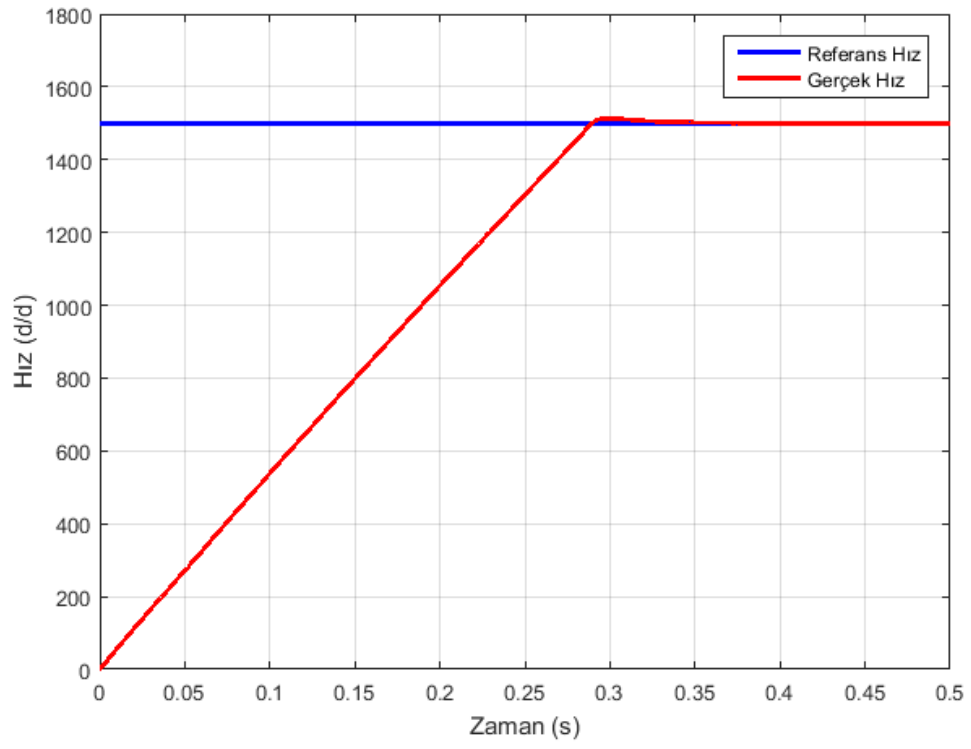
Şekil 6.9 (a), Şekil 6.9 (b), Şekil 6.9 (c) ve Şekil 6.9 (d) de 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım Şekil 6.1 de olduğu gibi sinusoidal şekildedir. Testler 3 Nm de gerçekleştirilmiştir. PI denetleyicinin katsayıları aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek hızlarda bir miktar aşım oluşmuştur. Grafikler incelendiğinde gerçek hızın referans hızı yakından takip ettiği görülmüştür.



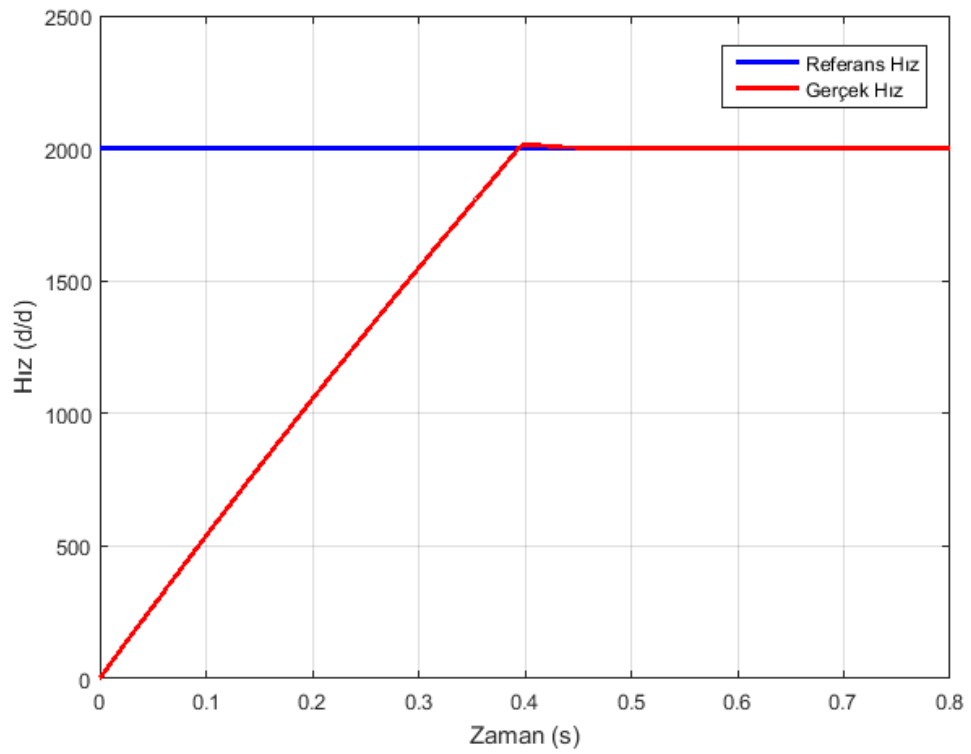
Şekil 6.9 (a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız



Şekil 6.9 (b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

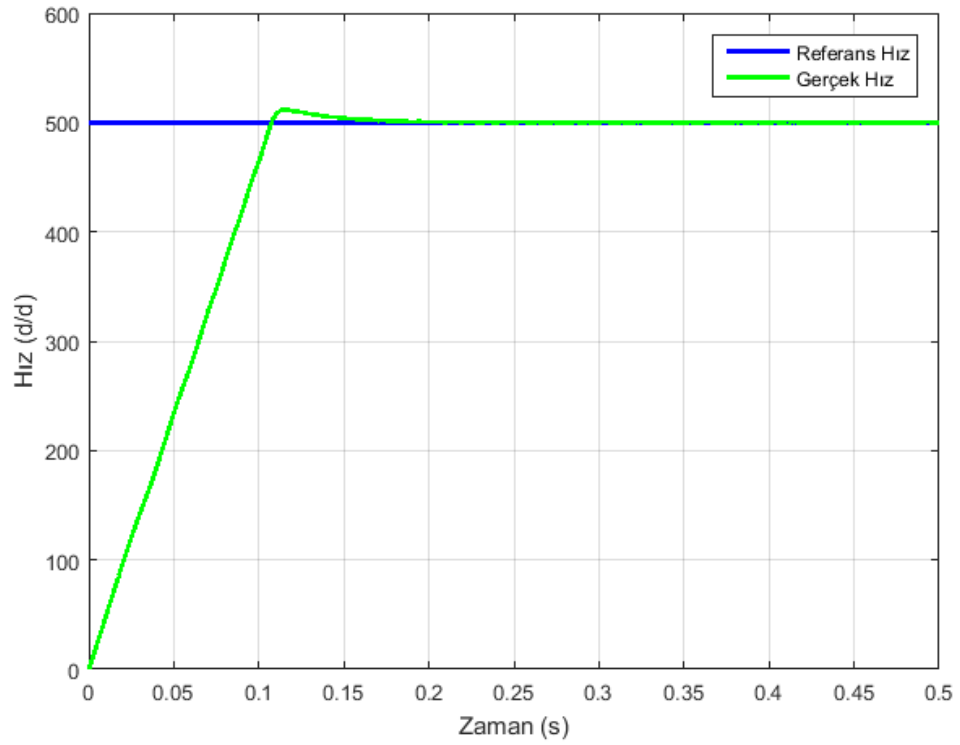


Şekil 6.9 (c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız

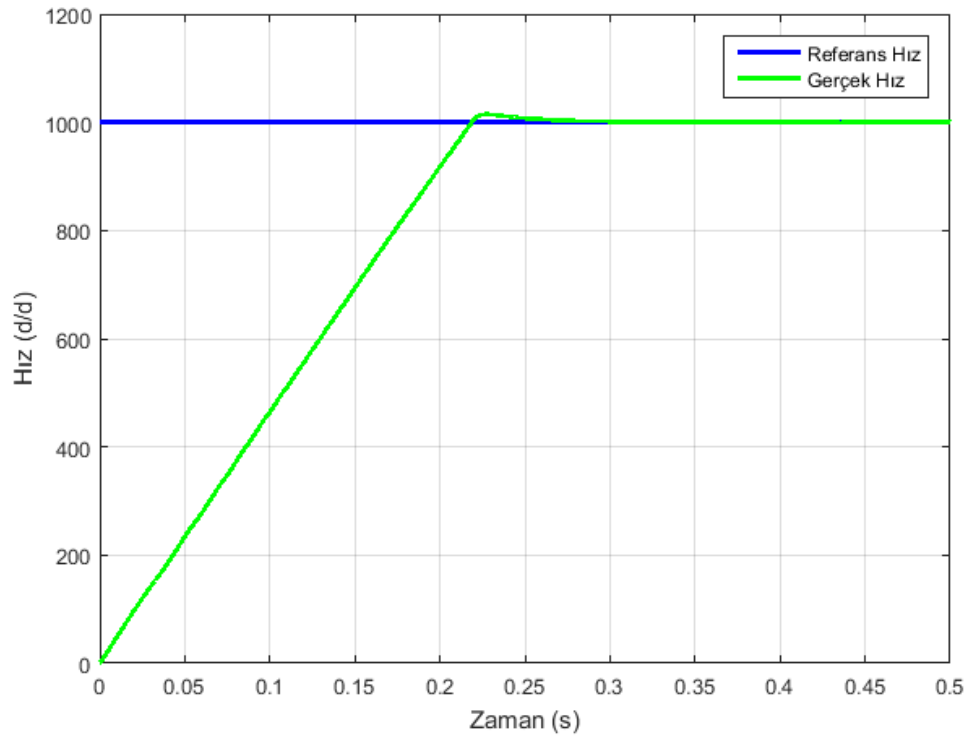


Şekil 6.9 (d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

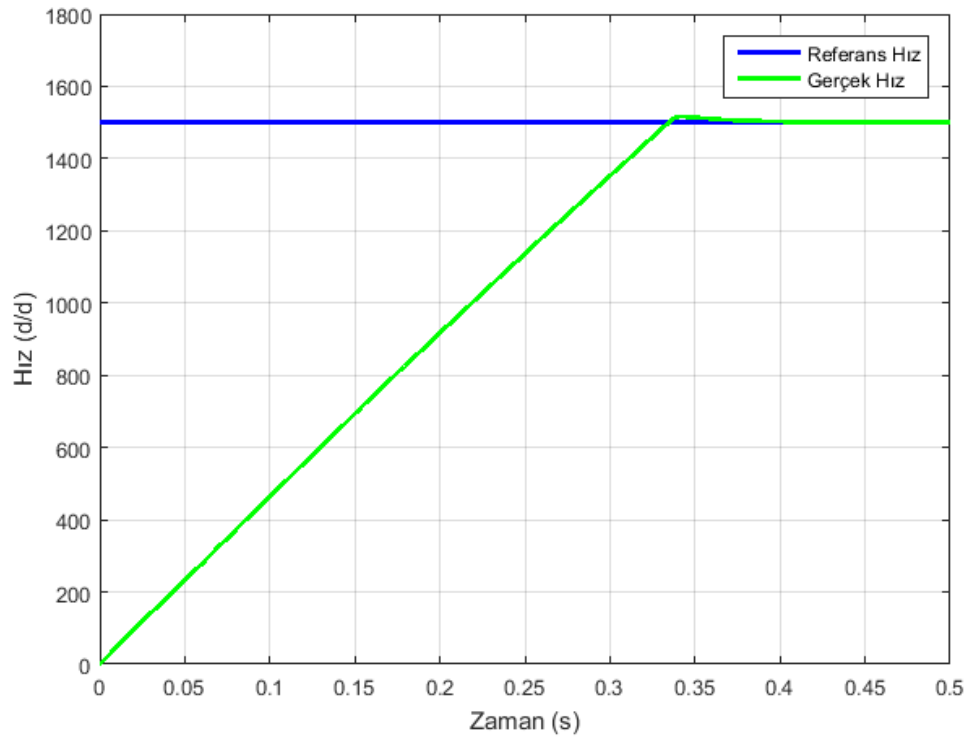
Şekil 6.10 (a), Şekil 6.10 (b), Şekil 6.10 (c) ve Şekil 6.10 (d) de 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım Şekil 6.2 de olduğu gibi trapezoidal şekildedir. Testler 3 Nm de gerçekleştirilmiştir. PI denetleyicinin katsayıları aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek hızlarda bir miktar aşım oluşmuştur.



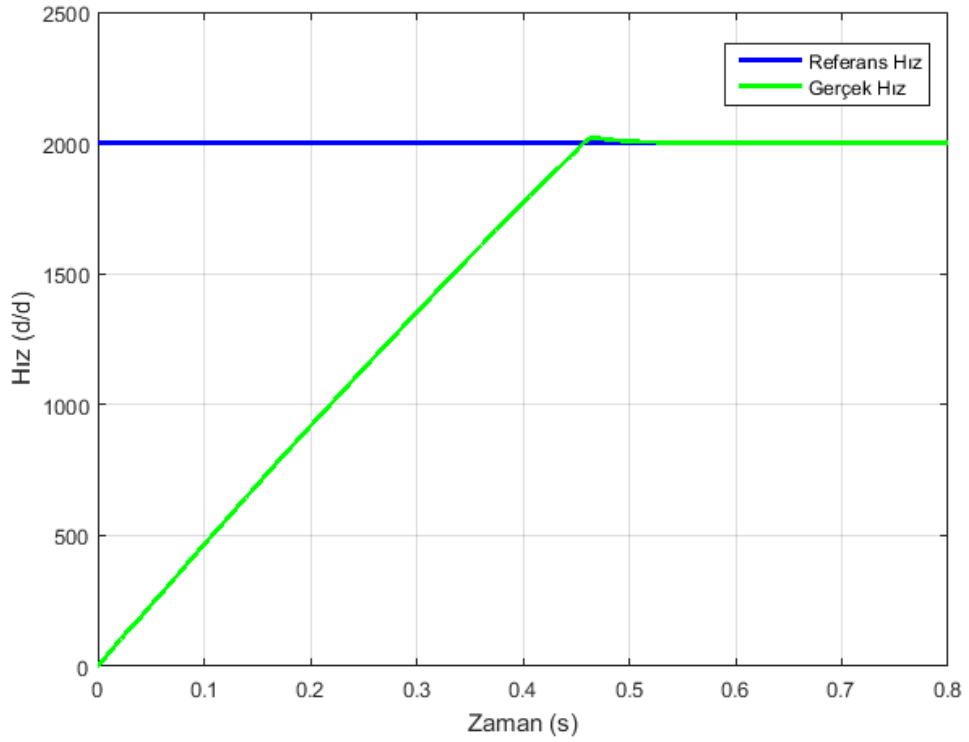
Şekil 6.10 (a) 500 d/d için Referans ve Gerçek Hız



Şekil 6.10 (b) 1000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

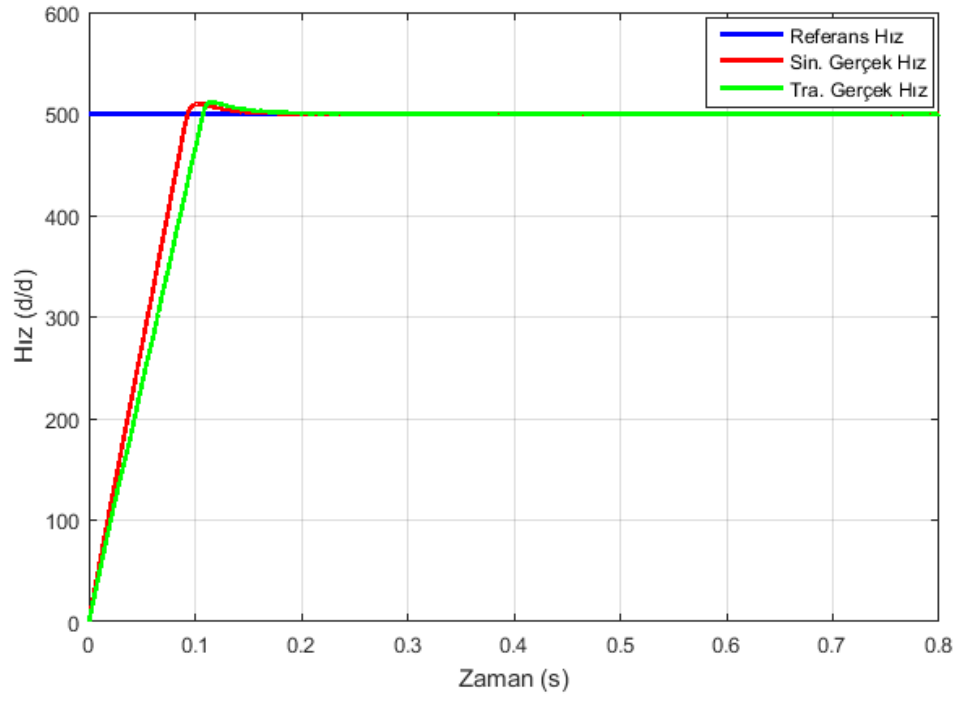


Şekil 6.10 (c) 1500 d/d için Referans ve Gerçek Hız

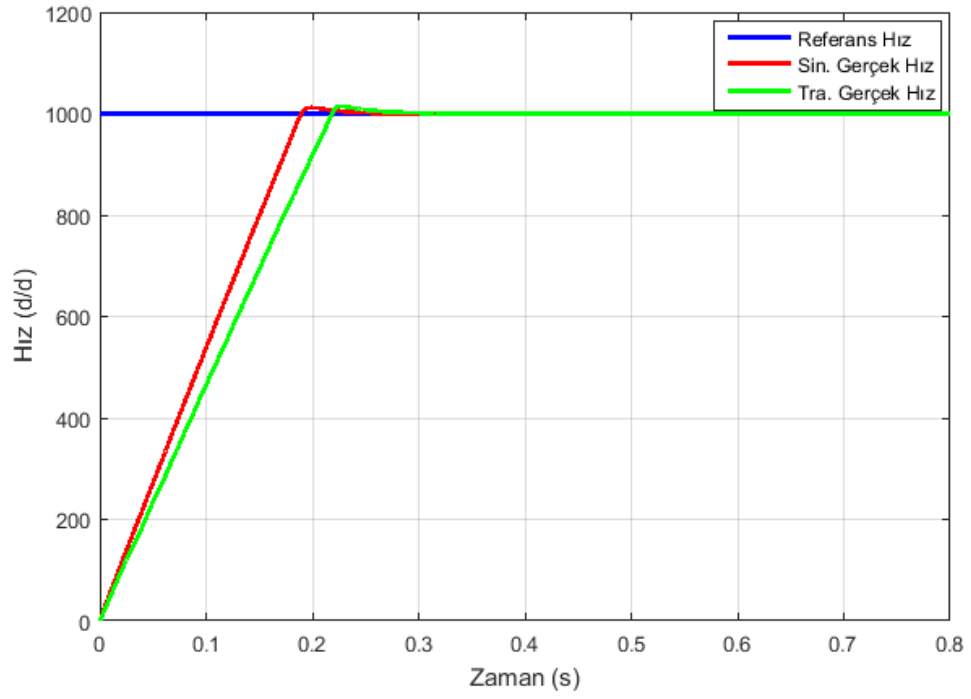


Şekil 6.10 (d) 2000 d/d için Referans ve Gerçek Hız

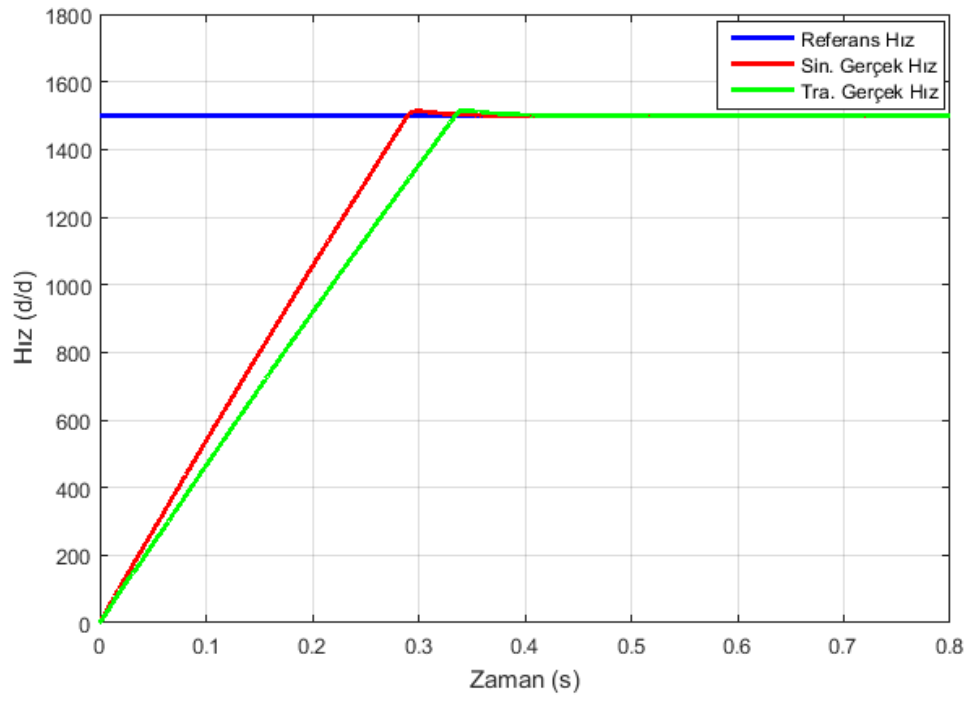
Şekil 6.11 (a), Şekil 6.11 (b), Şekil 6.11 (c) ve Şekil 6.11 (d) de ise 500 d/d, 1000 d/d, 1500 d/d ve 2000 d/d olan referans hız için hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda elde edilen sonuçlar verilmiştir. Testler 3 Nm de gerçekleştirilmiştir. Aynı şekilde PI denetleyici sistemin katsayıları hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek hızlarda bir miktar aşım oluşmuştur. Görüldüğü üzere sinusoidal referans akımdaki gerçek hızın tırmanışı ve kararlılığa ulaşması trapezoidal referans akımda alınan gerçek hızın tırmanışı ve kararlılığa ulaşmasına göre çok daha hızlı ve idealdir.



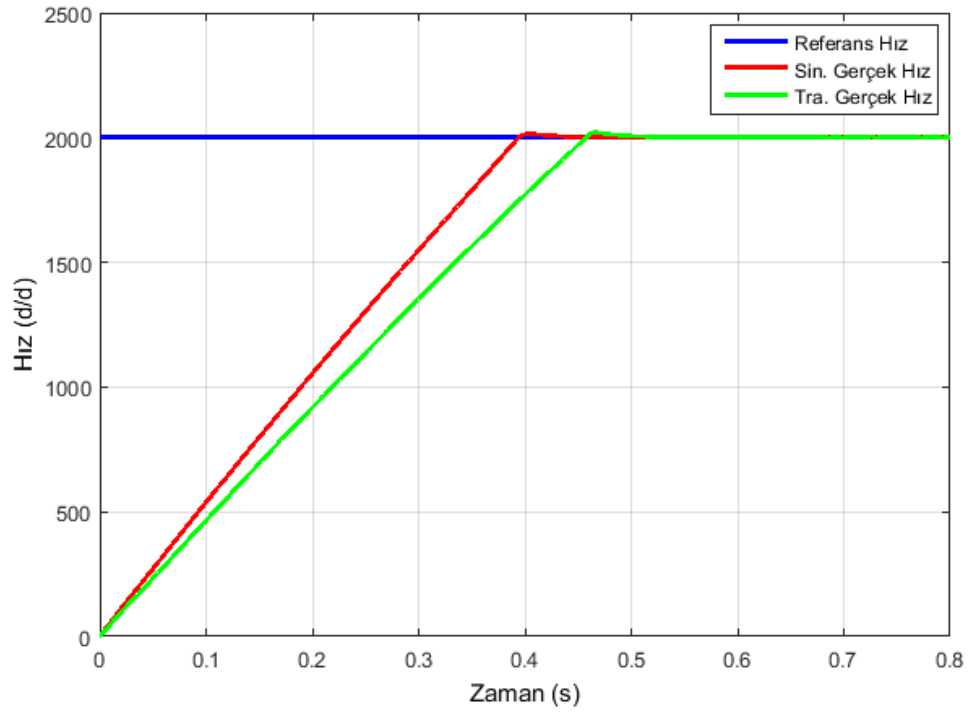
Şekil 6.11 (a) 500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız



Şekil 6.11 (b) 1000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

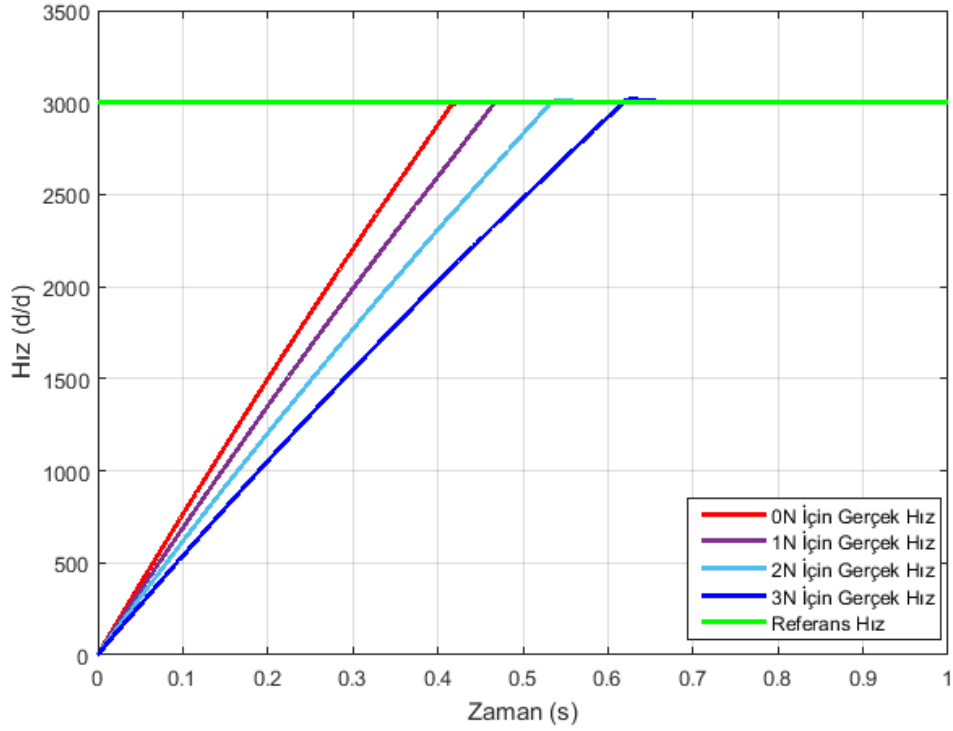


Şekil 6.11 (c) 1500 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız



Şekil 6.11 (d) 2000 d/d için Sin. Gerçek Hız ve Tra. Gerçek Hız

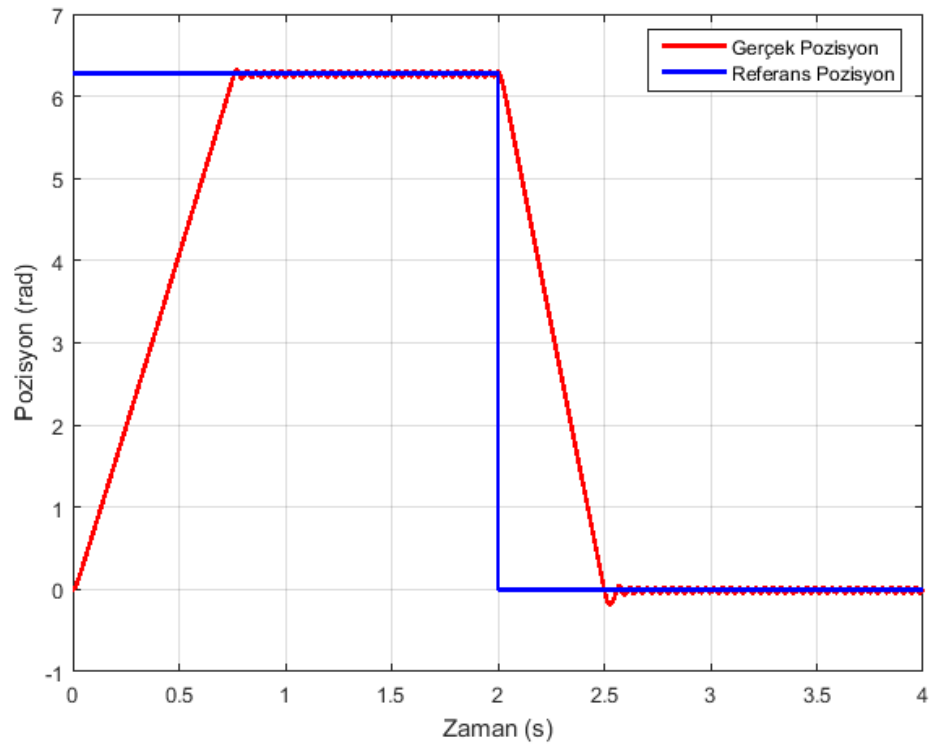
Şekil 6.12 de ise motorun yüksüz durumdaki ve 1N, 2N, 3N yüklerindeki hız eğrileri için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım sinusoidal şekildedir. Motorun referans hızı 3000 d/d olarak verilmiştir.



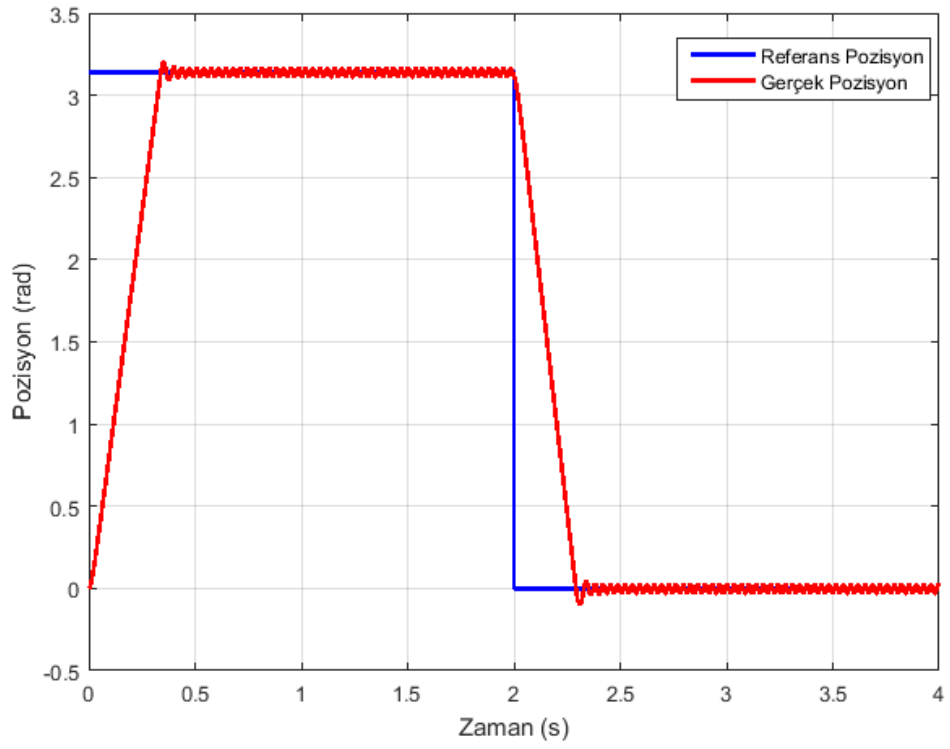
Şekil 6.12 Farklı Yük Değerleri için Referans Hız ve Gerçek Hızlar

Aşağıdaki şekillerde ise motorun pozisyon kontrolü gösterilmiştir. Motora, şekillerdeki gibi bir referans pozisyon uygulanmış ve buna göre, motorun gerçek pozisyonunun referans pozisyonu yakından takip edip etmediği gözlemlenmiştir. Kontrol yapılırken referans akım olarak hız grafiklerindeki gibi önce sinusoidal referans akım, daha sonra da trapezoidal referans akım uygulanmıştır. Bu akımlara göre alınan sonuçlar aşağıdaki gibidir. Şekil 6.13 (a), Şekil 6.13 (b), ve Şekil 6.13 (c) de 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyonlar için elde edilen sonuçlar verilmiştir.

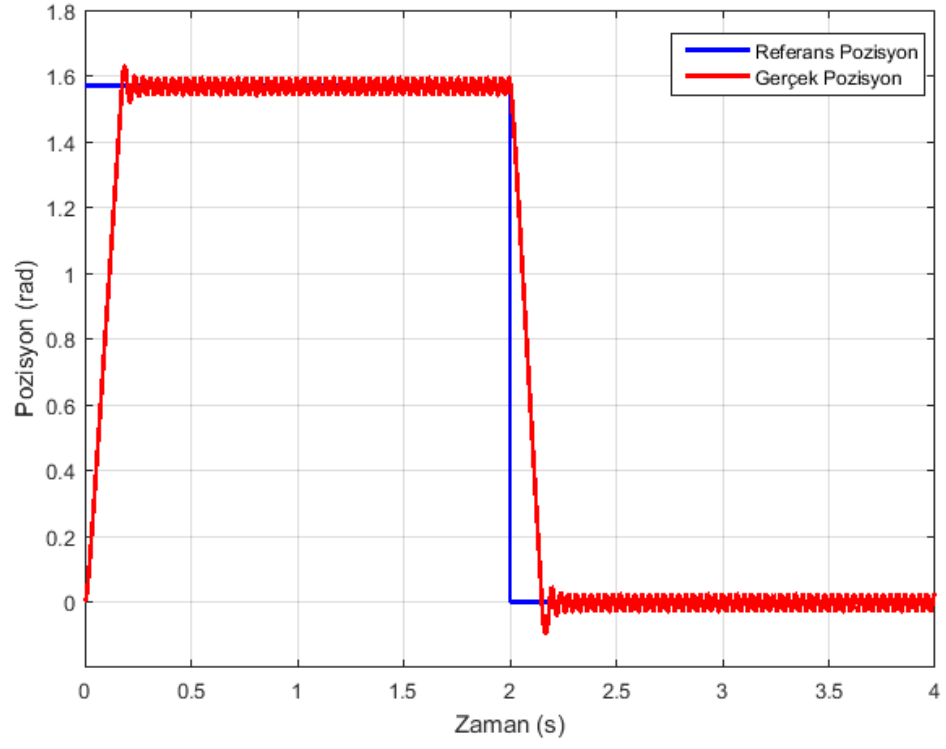
Her durum için referans akım sinusoidal şekildedir. Testler 1Nm de gerçekleştirilmiştir. Grafikler incelendiğinde gerçek pozisyonun referans pozisyonu yakından takip ettiği görülmüştür.



Şekil 6.13 (a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

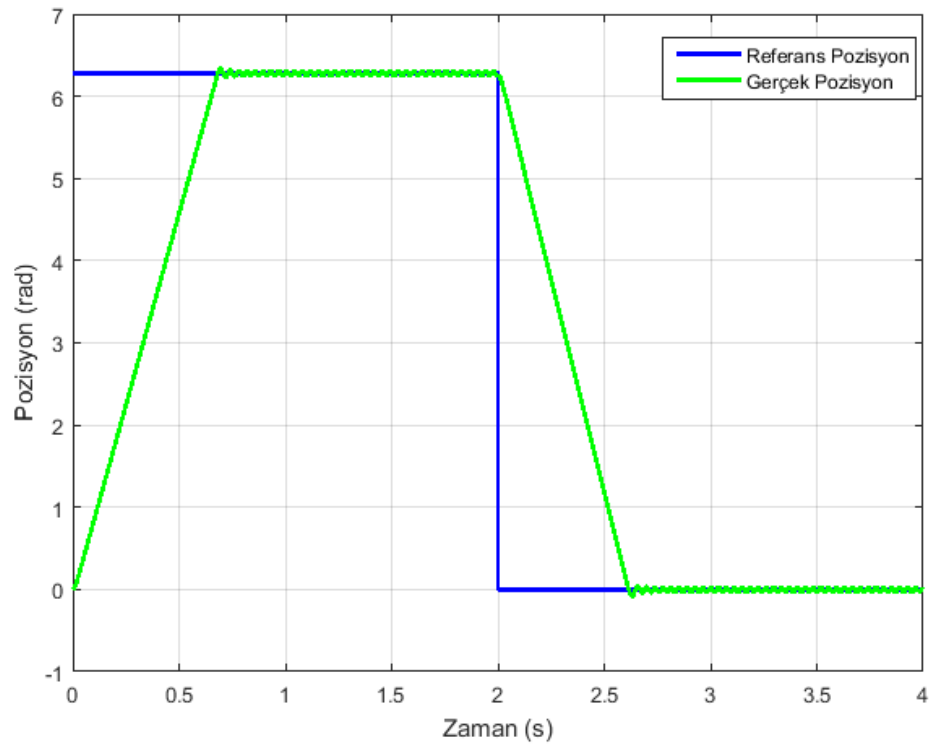


Şekil 6.13 (b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

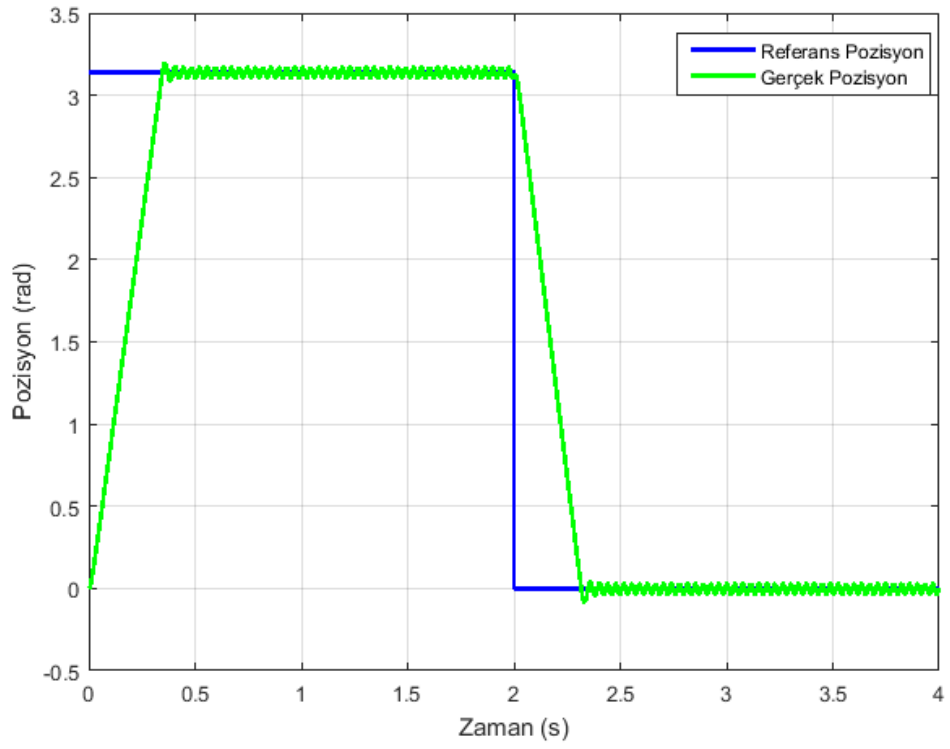


Şekil 6.13 (c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

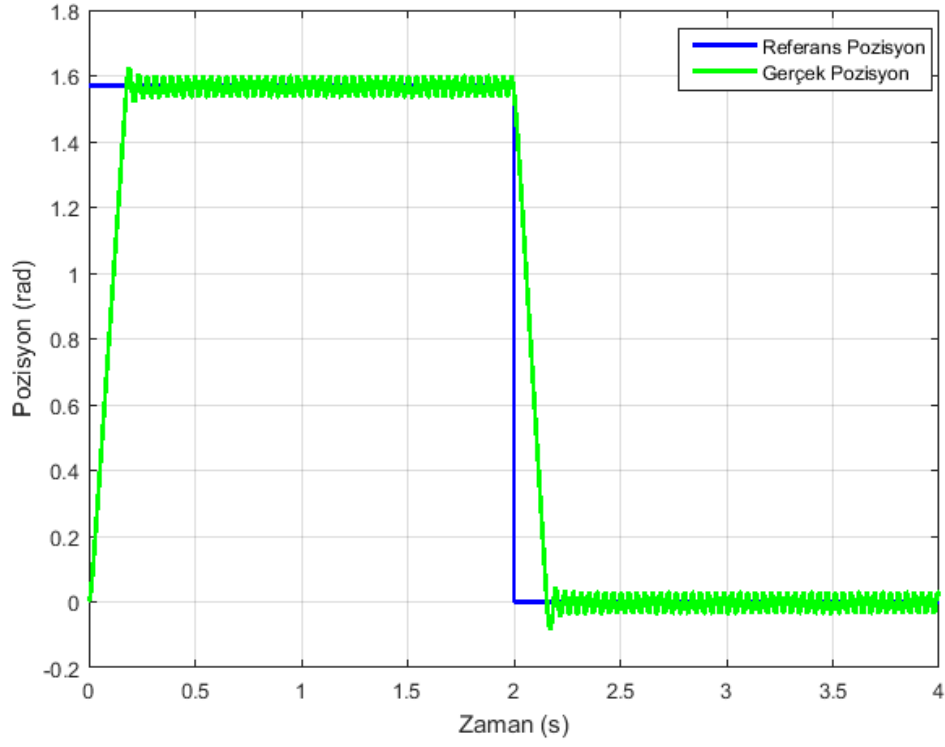
Şekil 6.14 (a), Şekil 6.14 (b) ve Şekil 6.14 (c) de 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyonlar için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım trapezoidal şekildedir. Testler 1Nm de gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.14 (a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

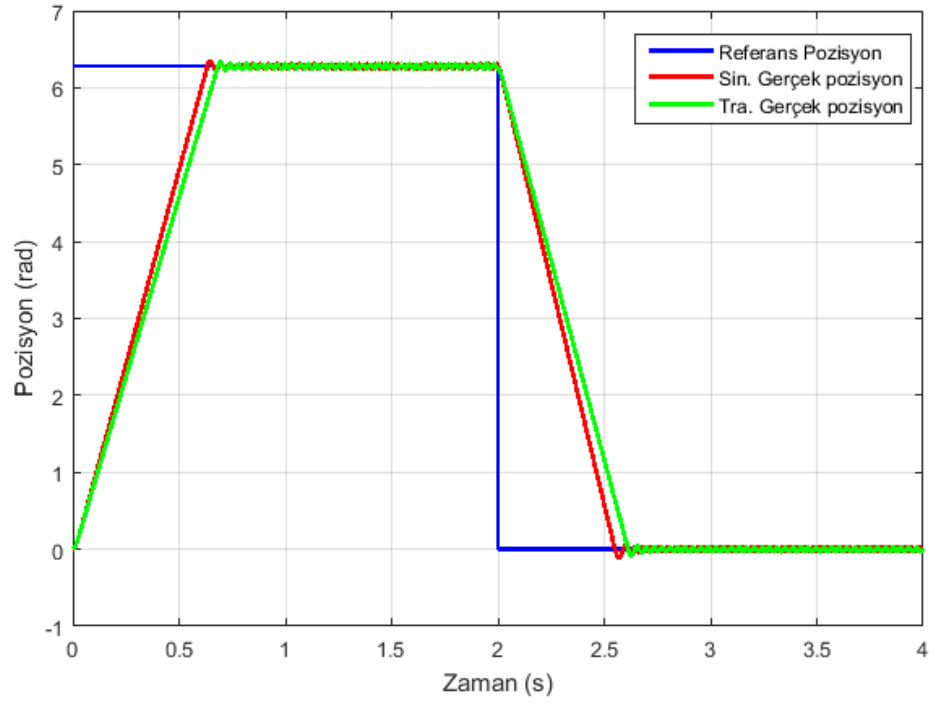


Şekil 6.14 (b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

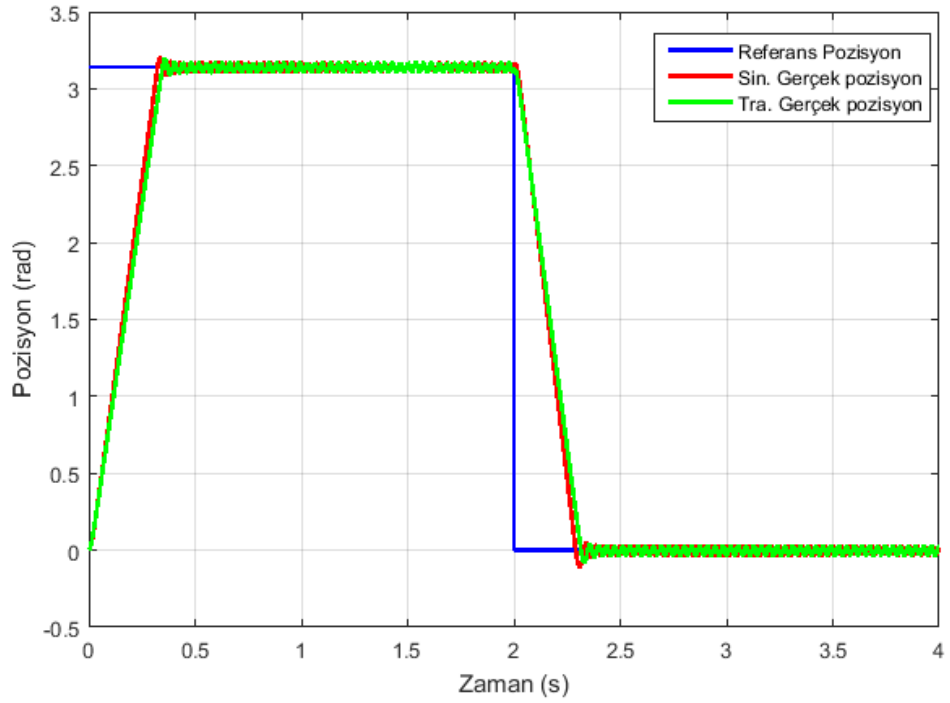


Şekil 6.14 (c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

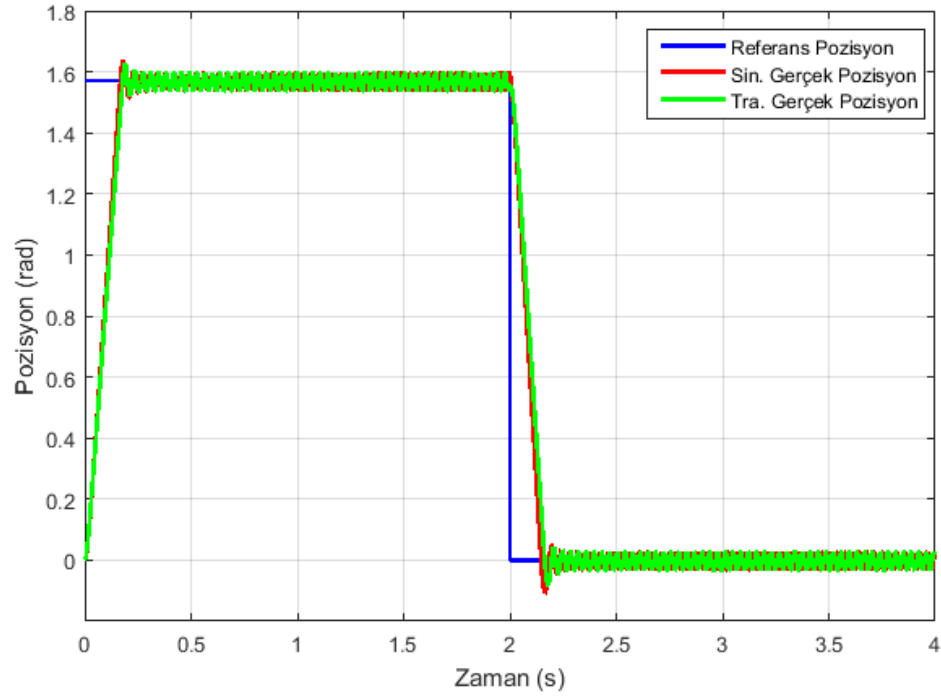
Şekil 6.15 (a), Şekil 6.15 (b), Şekil 6.15 (c) de ise 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için hem sinusoidal referans akımda hem de trapzeoidal referans akımda elde edilen sonuçlar verilmiştir. Testler 1Nm de gerçekleştirilmiştir. Aynı şekilde P denetleyici sistemin katsayısı hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Görüldüğü üzere sinüsoidal referans akımdaki gerçek pozisyonun takibi ve kararlılığa ulaşması, trapezoidal referans akımda alınan gerçek pozisyonun takibi ve kararlılığa ulaşmasına göre çok daha hızlı ve idealdir.



Şekil 6.15 (a) 2π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

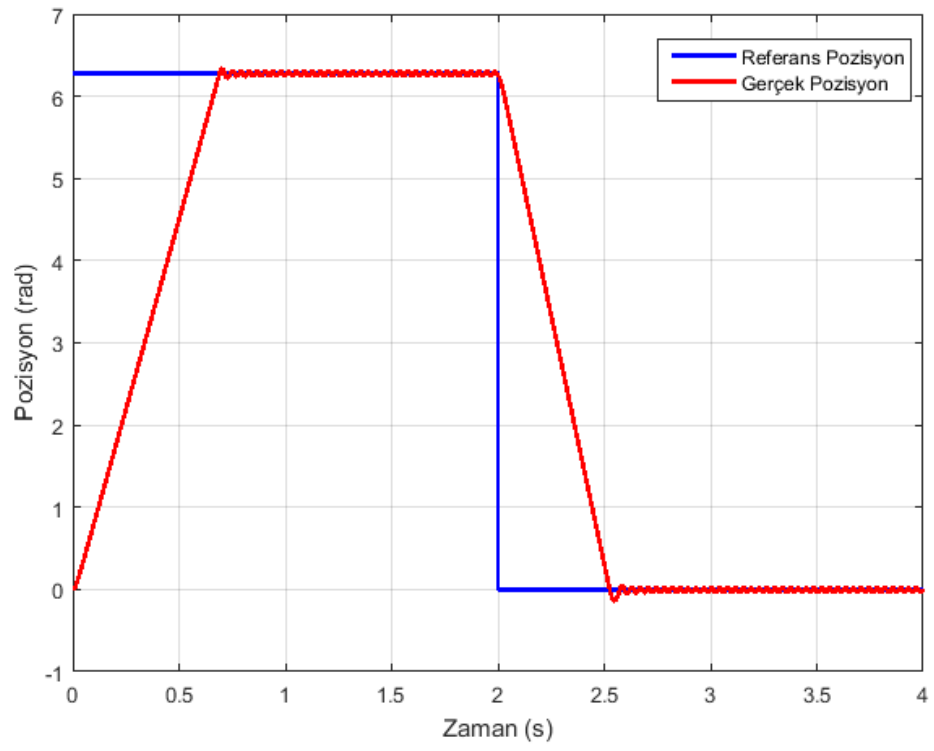


Şekil 6.15 (b) π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

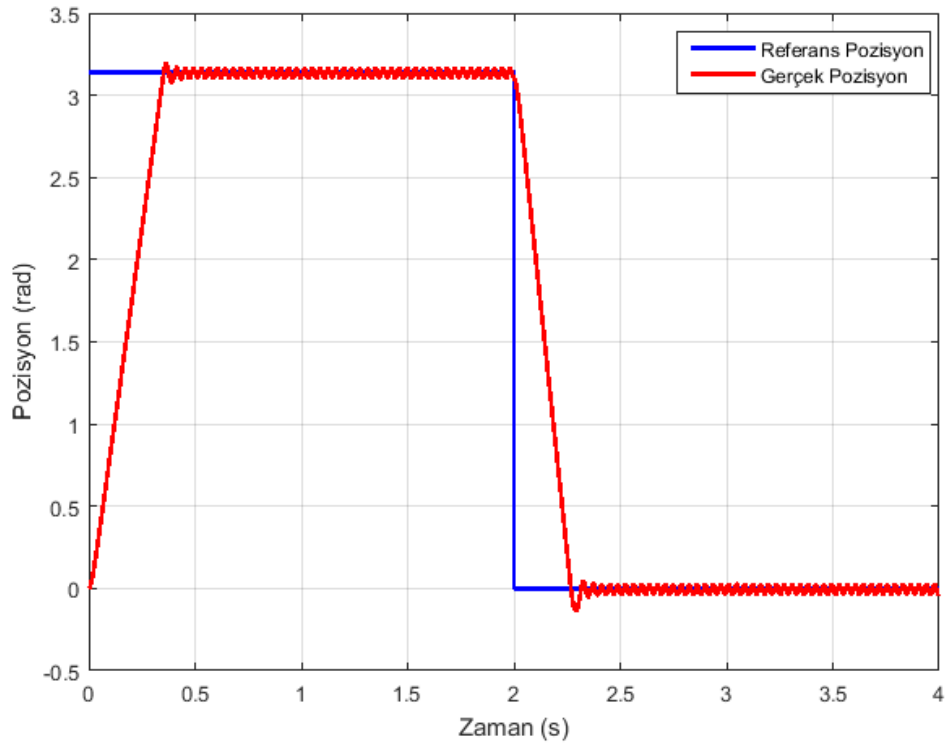


Şekil 6.15 (c) $\pi/2$ rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

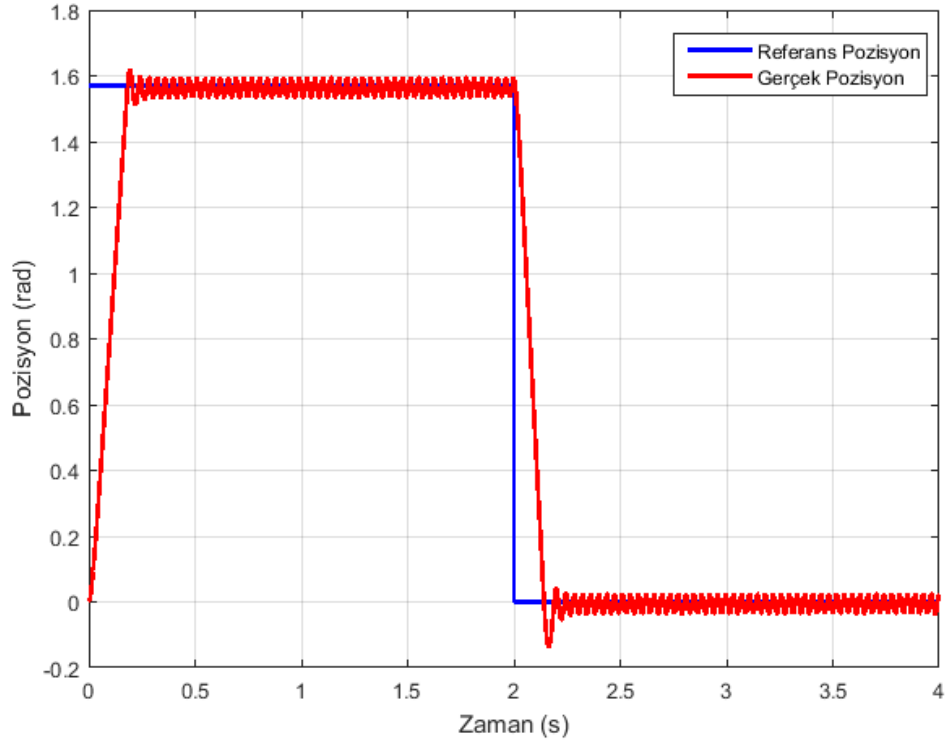
Şekil 6.16 (a), Şekil 6.16 (b) ve Şekil 6.16 (c) de 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım sinusoidal şekildedir. Testler 2 Nm de gerçekleştirilmiştir. P denetleyicinin katsayısı aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca, Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek pozisyonlarda bir miktar kararsızlık oluşmuştur.



Şekil 6.16 (a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

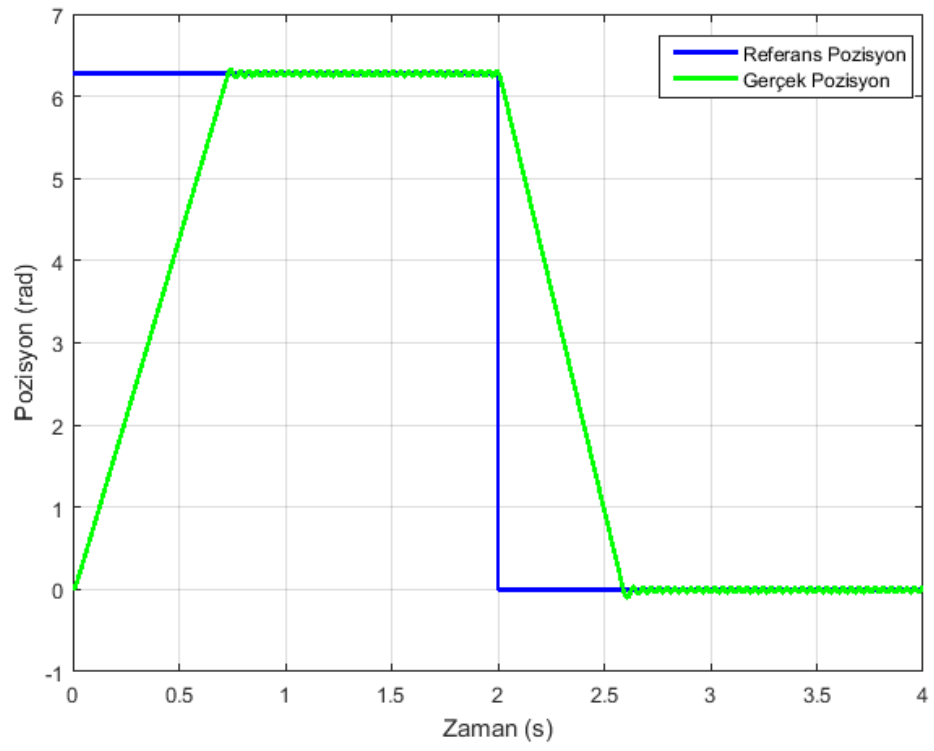


Şekil 6.16 (b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

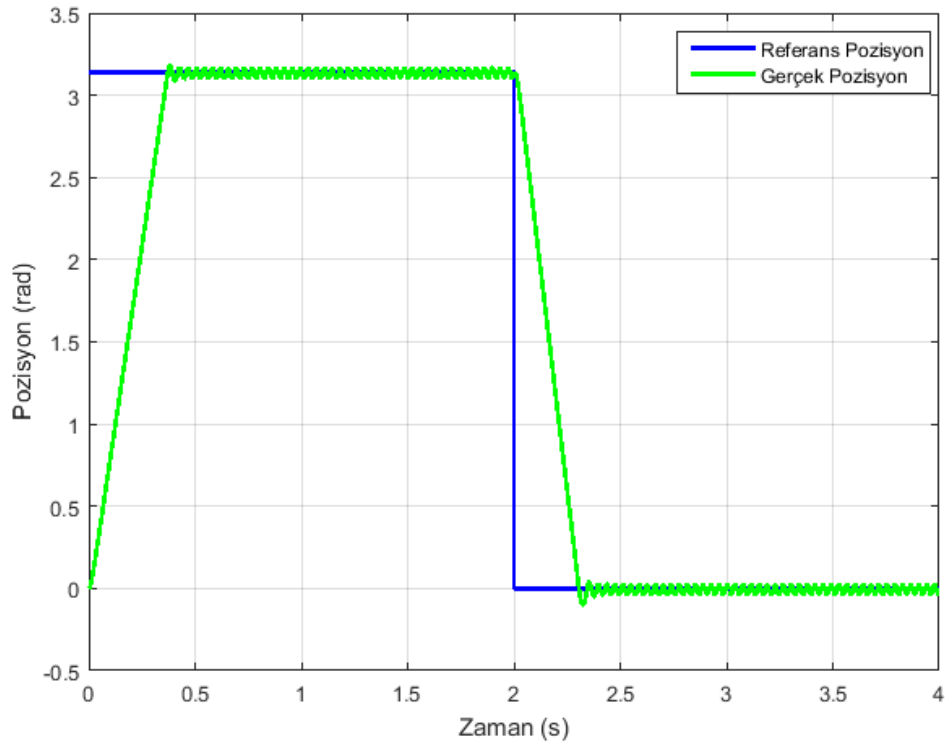


Şekil 6.16 (c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

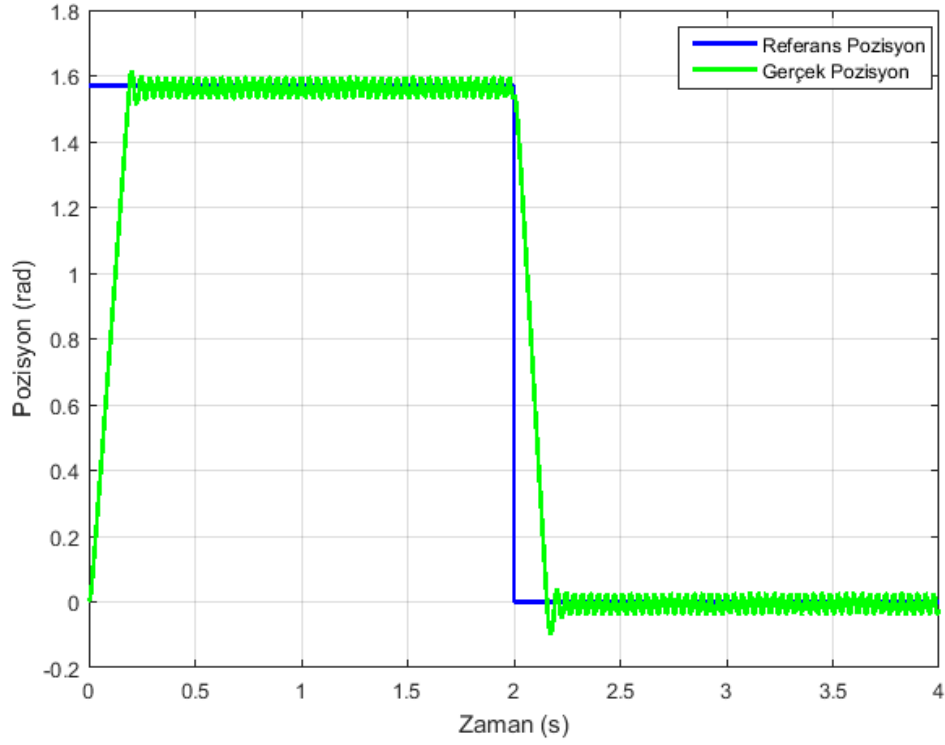
Şekil 6.17 (a), Şekil 6.17 (b) ve Şekil 6.17 (c) de 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım trapezoidal şekildedir. Testler 2 Nm de gerçekleştirilmiştir. P denetleyicinin katsayısı aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca, Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek pozisyonlarda bir miktar kararsızlık oluşmuştur.



Şekil 6.17 (a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

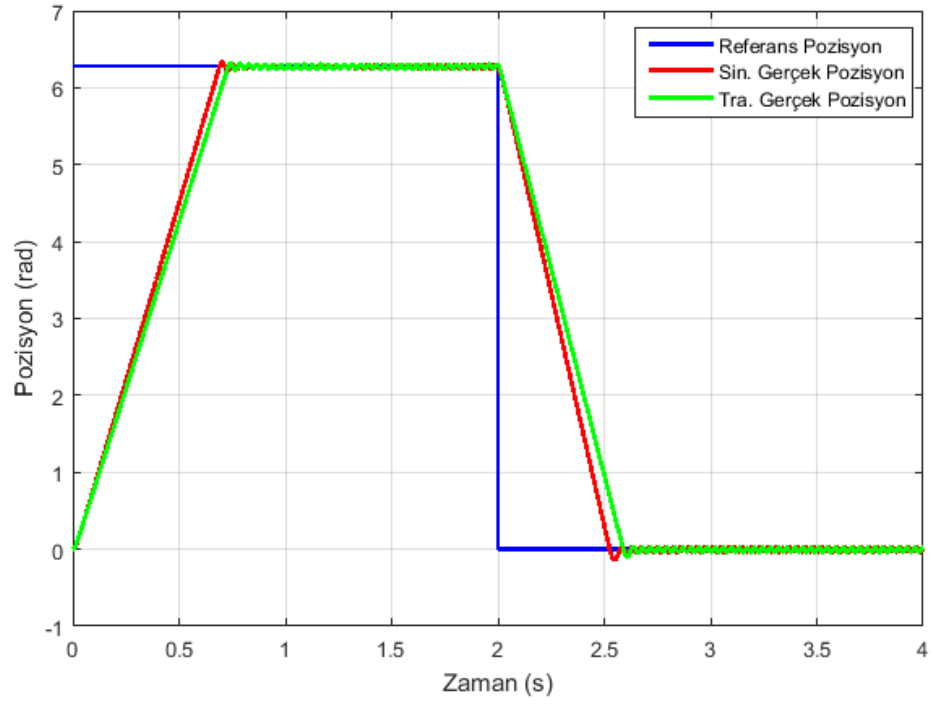


Şekil 6.17 (b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

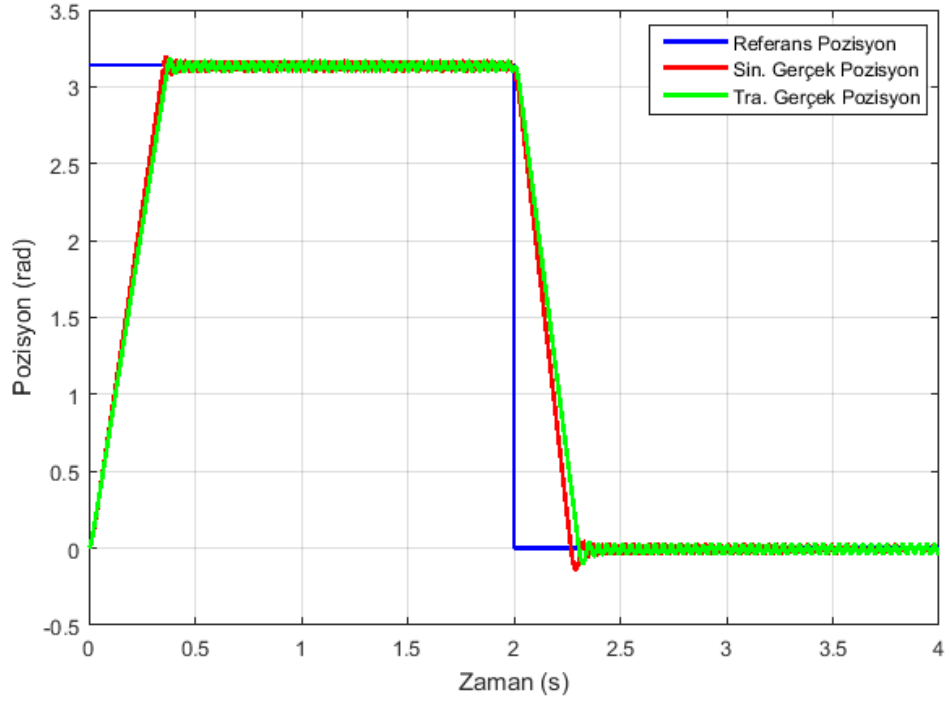


Şekil 6.17 (c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

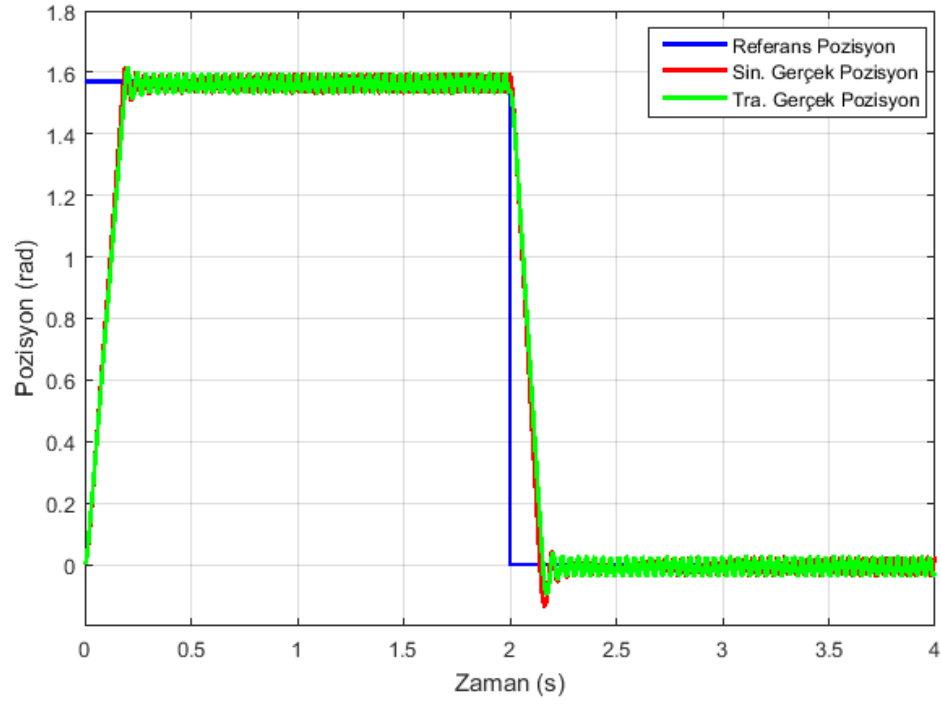
Şekil 6.18 (a), Şekil 6.18 (b), Şekil 6.18 (c) de ise 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için hem sinusoidal referans akımda hem de trapzeoidal referans akımda elde edilen sonuçlar verilmiştir. Testler 2Nm de gerçekleştirilmiştir. Aynı şekilde P denetleyici sistemin katsayısı hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Görüldüğü üzere sinüsoidal referans akımdaki gerçek pozisyonun takibi ve kararlılığa ulaşması, trapezoidal referans akımda alınan gerçek pozisyonun takibi ve kararlılığa ulaşmasına göre çok daha hızlı ve idealdir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça, gerçek pozisyon değerine ilk gelindiği anda bir miktar aşım oluşmuştur.



Şekil 6.18 (a) 2π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

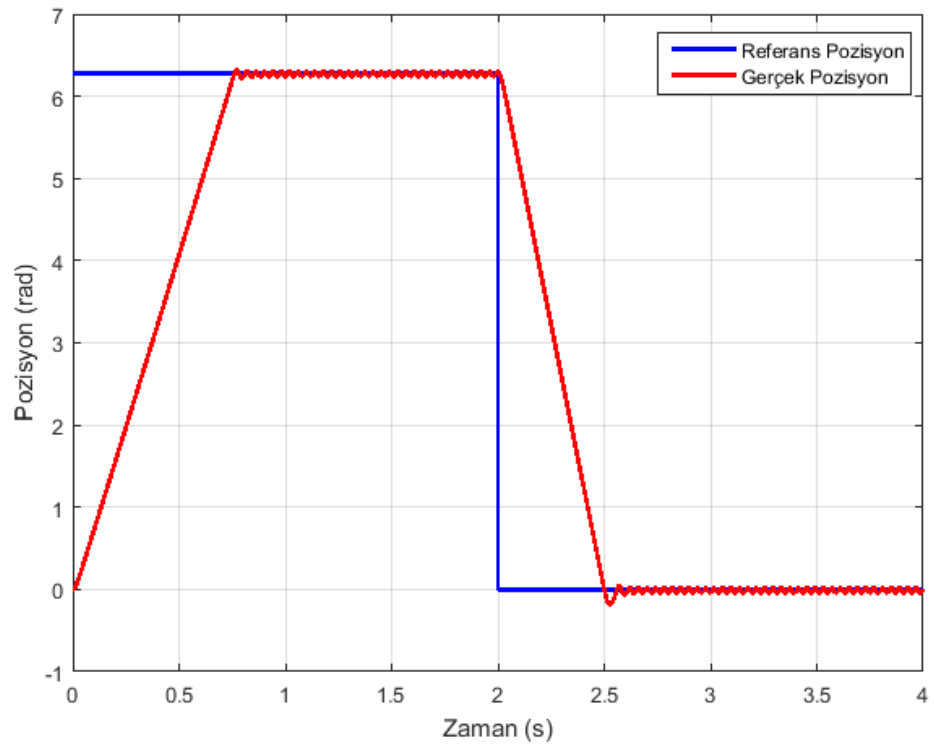


Şekil 6.18 (b) π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

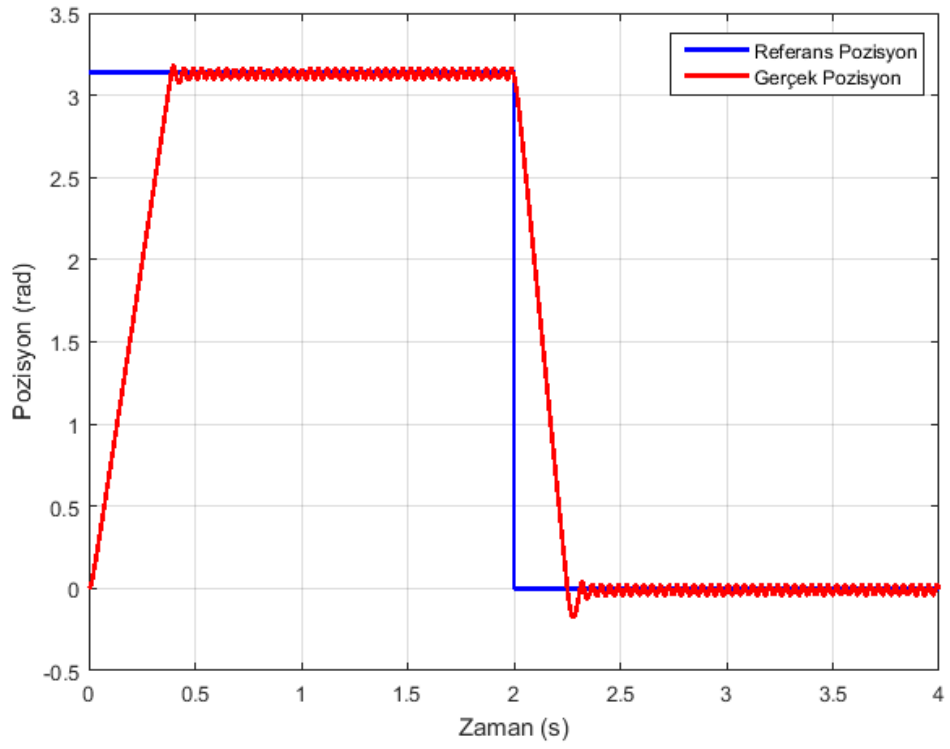


Şekil 6.18 (c) $\pi/2$ rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

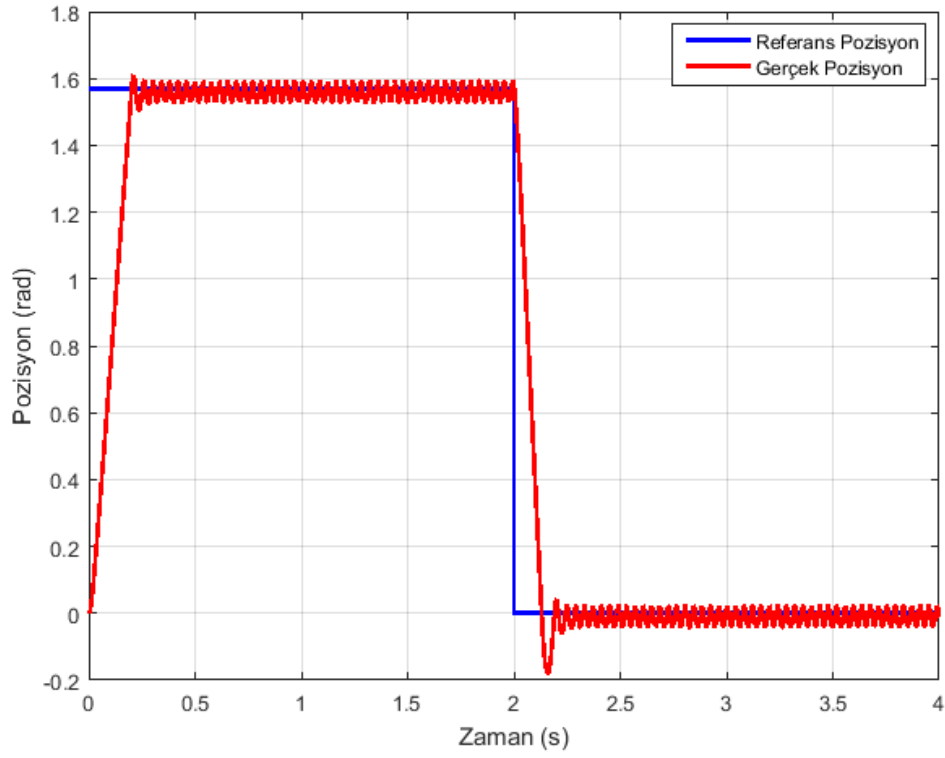
Şekil 6.19 (a), Şekil 6.19 (b) ve Şekil 6.19 (c) de 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım sinusoidal şekildedir. Testler 3 Nm de gerçekleştirilmiştir. P denetleyicinin katsayısı aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca, Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek pozisyonlarda bir miktar kararsızlık oluşmuştur.



Şekil 6.19 (a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

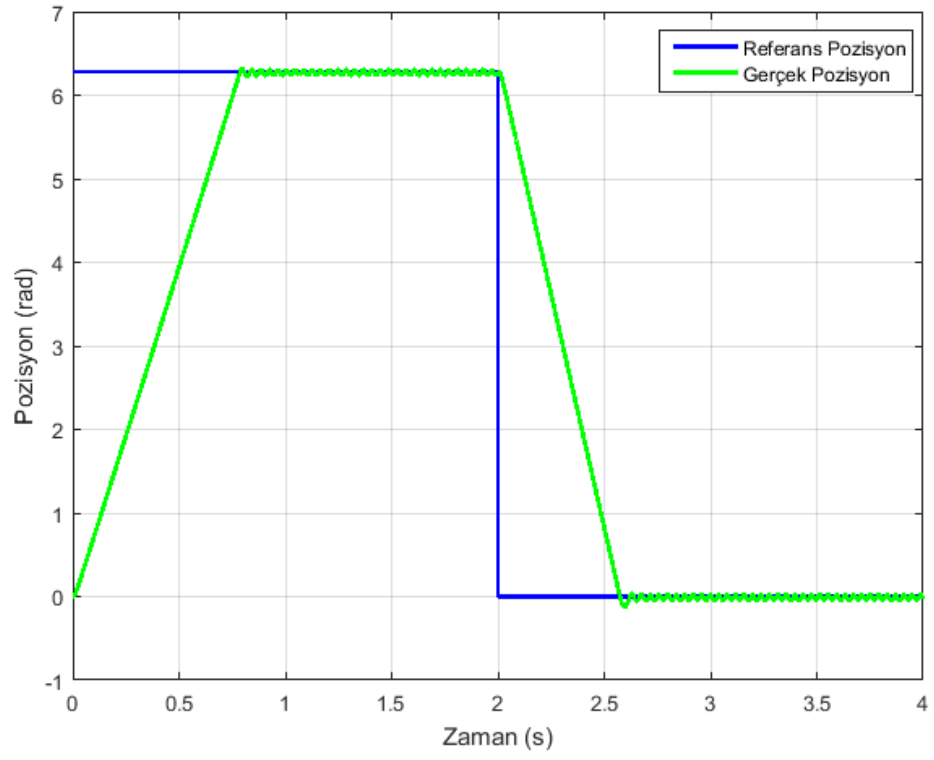


Şekil 6.19 (b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

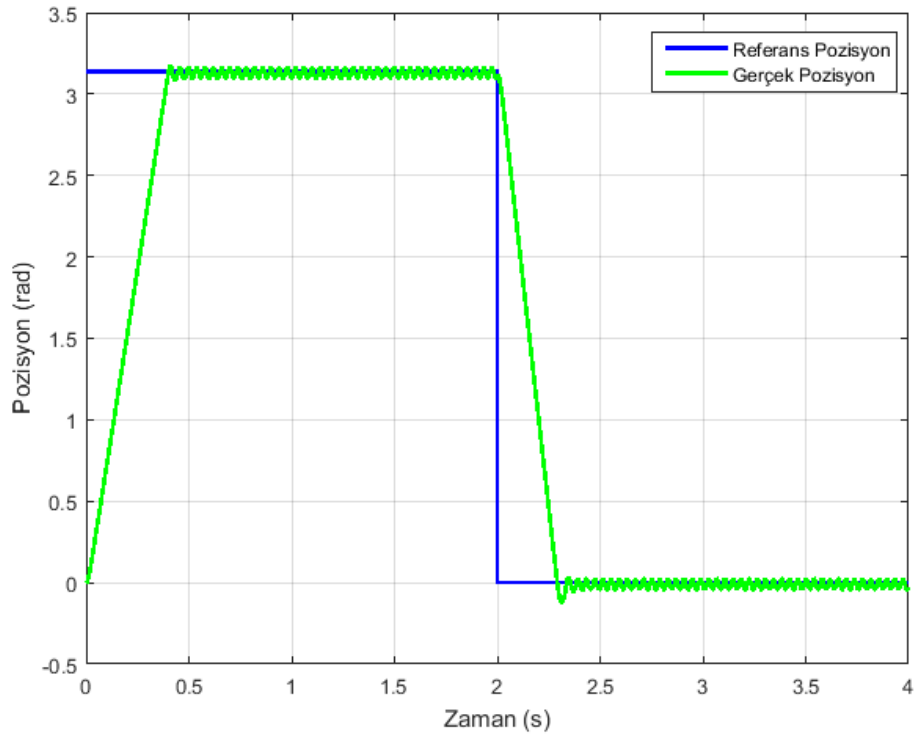


Şekil 6.19 (c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

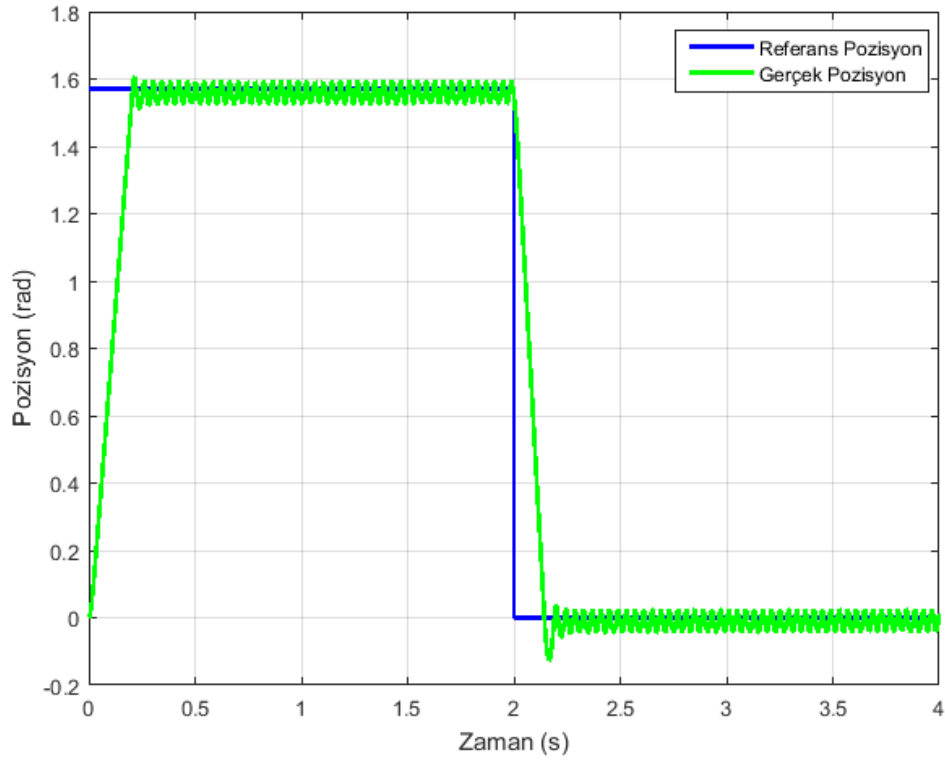
Şekil 6.20 (a), Şekil 6.20 (b) ve Şekil 6.20 (c) de 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Her durum için referans akım trapezoidal şekildedir. Testler 3 Nm de gerçekleştirilmiştir. P denetleyicinin katsayısı aynı şekilde Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Yalnızca, Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça gerçek pozisyonlarda bir miktar kararsızlık oluşmuştur.



Şekil 6.20 (a) 2π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

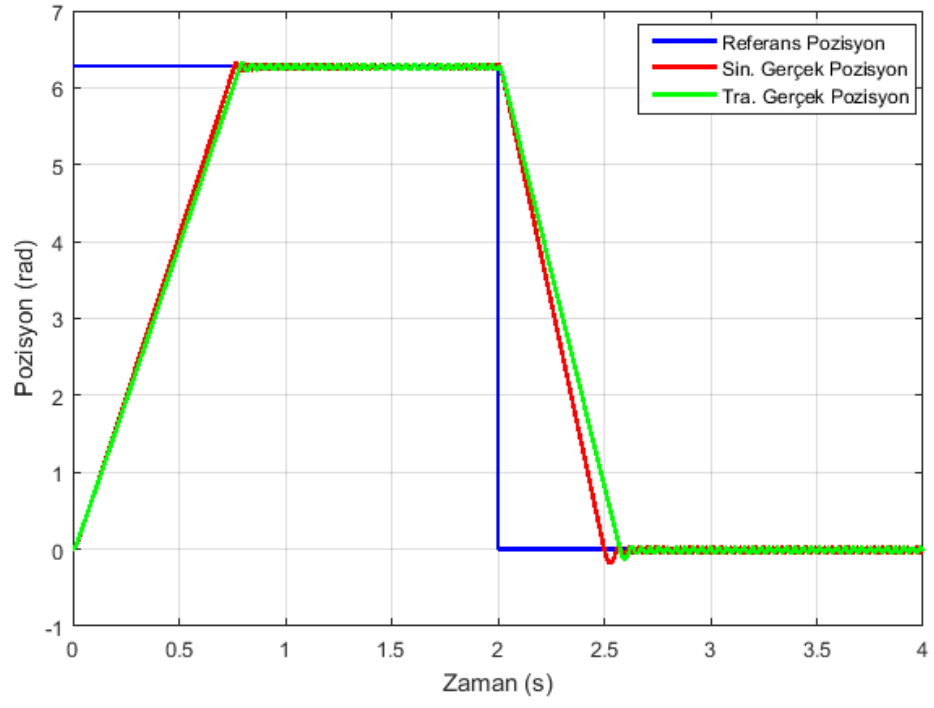


Şekil 6.20 (b) π rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

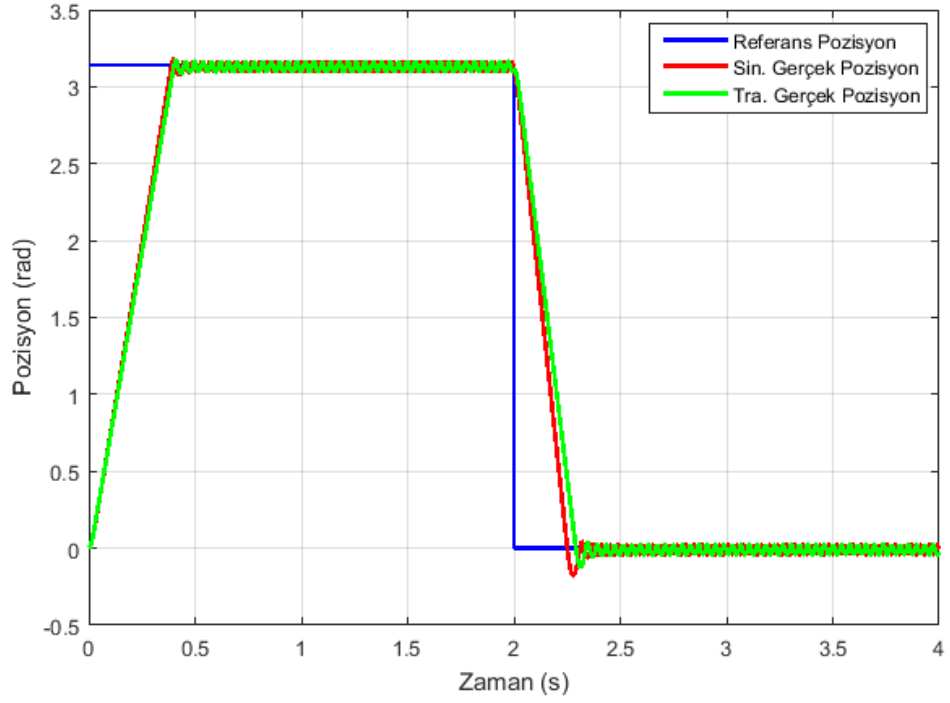


Şekil 6.20 (c) $\pi/2$ rad için Referans ve Gerçek Pozisyon

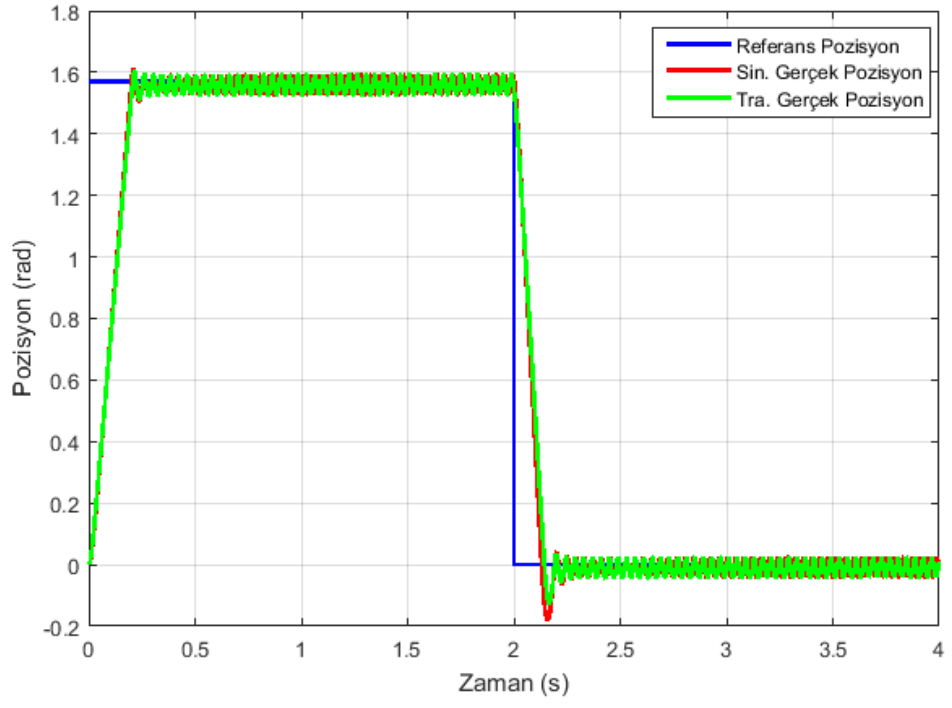
Şekil 6.21 (a), Şekil 6.21 (b), Şekil 6.21 (c) de ise 2π , π ve $\pi/2$ radyan olan referans pozisyon için hem sinusoidal referans akımda hem de trapzeoidal referans akımda elde edilen sonuçlar verilmiştir. Testler 3Nm de gerçekleştirilmiştir. Aynı şekilde P denetleyici sistemin katsayısı hem sinusoidal referans akımda hem de trapezoidal referans akımda Genetik Arama Algoritması ile belirlenmiştir. Görüldüğü üzere sinusoidal referans akımdaki gerçek pozisyonun takibi ve kararlılığa ulaşması, trapezoidal referans akımda alınan gerçek pozisyonun takibi ve kararlılığa ulaşmasına göre çok daha hızlı ve idealdir. Yalnızca Genetik Arama Algoritmasının fitness fonksiyonu (4.1) deki gibi belirlendiğinden dolayı yük torkunun değeri arttıkça, gerçek pozisyon değerine ilk gelindiği anda bir miktar aşım oluşmuştur.



Şekil 6.21 (a) 2π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon



Şekil 6.21 (b) π rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon



Şekil 6.21 (c) $\pi/2$ rad için Sin. Gerçek Pozisyon ve Tra. Gerçek Pozisyon

7. SONUÇLAR

Bu çalışmada, genel çerçevede PMSM'nin hız ve pozisyon kontrolü yapılmıştır. Hız ve pozisyon kontrolü yapılırken PMSM sürme ve denetleyici yapıları kullanılmış ve PMSM'ye referans akım olarak önce sinusoidal, sonra trapezoidal akım şekli uygulanmıştır. Ortaya konulan denetleyicinin performansını belirleyen özellik motorun gerçek hız ve pozisyonunun, referans hız ve pozisyonunu yakından takip edebilmesidir. Bu amaçla motora sırasıyla bu iki farklı referans şekli uygulanmış, motorun gerçek hız ve pozisyonunun, referans hız ve pozisyonu ne kadar yakından takip ettiği gösterilmiştir. Ayrıca çalışmada hız kontrolü için PI denetleyici, pozisyon kontrolü için P denetleyici kullanılmıştır. Bu denetleyicilerin optimum K_p ve K_i katsayıları genetik arama algoritması kullanılarak belirlenmiştir. Genetik algoritmada ailelerin seçiminde özel bir yöntem olan rank-based ve elitizm yöntemleri kullanılmıştır. Bu yöntemlerde, uygunluk değerine göre popülasyon içerisindeki bireyler en yüksekten aşağıya doğru sıralanmış ve en yüksek uygunluk değerine sahip birey hem aile olarak seçilmiş hem de doğrudan bir sonraki nesle dahil edilmiştir. Böylece en iyi performansı sağlayan birey algoritma tamamlanana kadar korunması sağlanmıştır.

Sonuç grafiklerinden de görüldüğü üzere, zıt emk şekli sinusoidal olan PMSM'ye sinusoidal referans akım uygulandığında; motora uygulanan referans hız ve pozisyonu, trapezoidal referans akıma göre çok daha hızlı ve kararlı olarak izlediği görülmektedir. Ayrıca bu iki referans akım şeklinden başka, sisteme kare dalga referans akım şekli de uygulanmış ve en iyi sonuç yine sinusoidal referans akımdaki hız ve pozisyon tepkisinde meydana gelmiştir.

Tüm bu çalışmaların asıl amacına gelecek olursak; genellikle PMSM motorlarında pozisyon bilgisini almak için enkoder kullanılır. Ancak enkoder imkanı olmayan durumlarda, enkoder'a göre çok daha ucuza mal edilebilen hall effect sensörleri de kullanılmaktadır. Hall effect sensörü kullanıldığında, elimizdeki PMSM motoru BLDC gibi sürmek zorunda kalırız. Tabi ki bu durumda; motorun hız ve pozisyon kontrolünde, yukarıda anlatıldığı gibi sinusoidal duruma göre motorun verilen referans hız ve pozisyonu takibi daha yavaş olacaktır.

8. KAYNAKLAR

Angeline PJ, (1995) “Evolution revolution: An introduction to the special track on genetic and evolutionary programming,” IEEE Expert Intelligent Systems and their Applications 10: 6-10.

Bal G, (2004) “Özel Elektrik Makinaları” 3. Baskı, Seçkin Yayıncılık, Ankara

Bal. G ve Demirbas S, (1997) “Position Control of Brushless DC Motors”, Journal of Gazi Univ. Natural Science Institutes, 10(4).

Batzel TD ve Lee YK, (1998) “Commutation Torque Ripple Minimization for Permanent Magnet Synchronous Machines with Hall Effect Feedback”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 13(3): 257-262.

Casella G, Cupertino F, Salvatore L, Stasi S, (2003) “PMSM Rotor Double-Alignment by PI and Sliding-Mode Controllers”, Electric Machines and Drives Conference, 3:1741-1747.

Chun TW ve Choi MK, (1996) “Development of adaptive hysteresis band current control strategy of PWM inverter with constant switching frequency”, APEC'96, San Jose, 1: 194-199,

Cunkas M (2006) “ Genetik Algoritmalar ve Uygulamaları”, Selçuk Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik Bilgisayar Eğitimi.

De Angelo CH, Bossio GR, Solsona JA, Valla MI, (2005) “Sensorless Speed Control of Permanent Magnet motors with Nonsinusoidal EMF Waveform” IEE Proc. –Electr. Power Applications, 152 (5): 1119-1126.

Demirbas S (2001) “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi” Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

Gedikpınar M (2002) “Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kayma Mod Gözlemleyicili Algılayıcısız Hız Kontrolü” Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

Gokay E ve Cagatay T, (2002) “Genetik Algoritmalar Ve Uygulama Alanları” İktisadi ve İdari Bilimler Fakültesi Dergisi, 21(1):129-152.

Goldberg DE (1989), “Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning”, Addison-Wesley, USA.

Hizarci H. (2012) “Fırçasız DA Motoru Tork Kontrolü” , Lisans Tezi, Abant İzzet Baysal Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Bolu.

Huy HL, Slimani K ve Viarouge P, (1994) “Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41(1):110- 114.

Kang BJ ve Liaw CM, (2001) “A robust hysteresis current-controlled PWM inverter for linear PMSM driven magnetic suspended positioning system”, IEEE Transactions on Industrial Electronics 48(5): 956- 967.

Kazmierkowski MP ve Malesani L, (1998) “PWM Current Control Techniques for Three Phase Voltage Source PWM Converters: A Survey”, IEEE Trans. On Industrial Electronics. 45(5): 691–703.

Koshio N, Kubota H, Miki I, (2009) “Improvement of Current Waveforms of Position Sensor-less Vector Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor at High Frequency Region” Electrical Machines and Systems (ICEMS), 1-6.

Low S, Lee H, Tseng J, Lock S, (1990) “Servo Performance of a BLDC Drive with Instantaneous Torque Control” IEEE Transactions On Industry Applications, 28 (2): 454-459.

Malesani L ve Tomasin P, (1993) “PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters – A Survey”, Conf. Rec. IEEE IECON’93, 670–675.

Man KF, Tang KS, Kwong S, (2002) "Genetic Algorithms: concept and applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43(5):519-534.

Matsui N ve Ohashi H, (1992) "DSP-Based Adaptive Control of a Brushless Motor", IEEE Transactions On Industry Applications, 28 (2): 448-454.

Miller, (1989) "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives", Clarendon Press, Oxford, 1-63.

Moghbelli H ve Rashid M, (1990) "Performance Review of AC Adjustable Drives", Industrial Electronics Society, 16th Annual Conference of IEEE, 2:895-902.

Okada Y, Miyamoto S ve Ohishi T, (1996) "Levitation and torque control of internal permanent magnet type bearingless motor", IEEE Transactions on Control Systems Technology, 4 (5): 565-571.

Ozcira S, Bekiroglu N, Senol I, Aycicek E, (2012) "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Benzetim Çalışmasının Gerçekleştirilmesi", EMO Bilimsel Dergi, 2 (3):1-6.

Park J, Ahn Y, Kim M, Han B.M, (2013) " Sensorless Control Algorithm of BLDC Motors with Current Model" IEEE Industriel Technology (ICIT), IEEE International Conference, 1648-1652.

Pearce R ve Cowley PH, (1996) "Use of Fuzzy Logic to describe Constraints Derived from Engineering Judgement in Genetic Algorithms.IEEE Transactions on Industrial Electronics", 43(5): 535-540.

Pillay P ve Krishnan R, (1989) "Modelling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, 25(2), 274-279.

Pillay P ve Krishnan R, (1990) "Modelling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 35(4), 537-541.

Pillay P ve Krishnan R, (1990) “Control Characteristics and Speed Controller Design for A High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive”, IEEE Trans. On Power Electronics, 5(4):151–159.

Rahman M. A, (1997) “Analysis of Current Controllers for Voltage-Source Inverter”, IEEE Trans. On Industrial Electronics. 44(4): 477–485.

Sarioglu MK, (1997) “Otomatik Kontrol 1” , İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul.

Teker A, (2008) “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor’un Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü” Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.

Usta H, (2007) “Genetik Algoritmalarla Mutasyon Çaprazlama Ve Bellek Mekanizmalarının Etkileri ve İyileştirilmesi” Yüksek Lisans Tezi, Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Samsun.

Ustun O, (2004) “Sürekli Mıknatıslı Bir Senkron Motorun Hızının Bulanık Sinirsel ve Kayma Kipli Denetleyicilerle Dönüşümlü Denetimi” Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.

Ustun O, (2016) “Genetik Tabanlı Geleneksel Denetleyicilerle Anahtarlama Relüktans Motorun Pozisyon Takip Kontrolü”, SDÜ International Journal of Technological Science, 8 (1): 66-75.

Vido L, Ruellan M, Amara Y, Ahmed B, Mohamed G, (2010) “PMSM Optimal Parameters for a Specification Sheet Including Motor and Generator Operation” International Conference Of Electrical Machines, 1-6.

Voget S ve Kolonko M, (1998) “Multidimensional Optimization with a Fuzzy Genetic Algorithm, Journal of Heuristics”, 4: 221-244.

Yeniay Ö, (2001), “An Overview of Genetic Algorithms”, Anadolu Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi, 2(1): 37-49.

Zhou P, Lin D, Wimmer G, Lambert N, Cendes J, (2010) “Determination of - Axis Parameters of Interior Permanent Magnet Machine” IEEE Transactions On Magnetics, 46 (8): 3125-3128.



9. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : AHMET DALKIN

Doğum Yeri ve Tarihi : TOKAT,1989

Lisans Üniversite : CUMHURİYET ÜNİVERSİTESİ

Elektronik posta : ahmetdalkin@ibu.edu.tr

İletişim Adresi : A.İ.B.Ü. Müh. Mim. Fak. BOLU / MERKEZ