

150077

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON RELÜKTANS MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Ülkü ÖZDEMİR

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

150077

ELAZIĞ 2004

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SENKRON RELÜKTANS MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Ülkü ÖZDEMİR

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, 15.09.2004 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Üye : Doç.Dr. Erhan AKIN

Üye : Doç.Dr. Sedat SÜNTER

M. Özdemir

Erhan Akın

S. Sünter

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 01/10/2004 tarih ve 39/1 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŐEKKÖR

Bu tez çalışmam boyunca, ilgi ve yardımlarını esirgemeyen başta tez danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. Mehmet ÖZDEMİR'e, Arř. Gör Hakan ÇELİK'e, Doç.Dr. Z.Hakan AKPOLAT'a ve eşim Arř.Gör. Mahmut Temel ÖZDEMİR'e katkılarından dolayı teőekkörü bir borç bilirim.

Tüm öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi destekleriyle her zaman yanımda olan anneme, babama, kardeşlerime ve bu tez çalışmasında bana daima moral kaynağı olan biricik oğlum İbrahim Kutlu ÖZDEMİR'e en içten teşekkür ve sevgilerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	
İÇİNDEKİLER.....	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	III
SİMGELER	VII
KISATMALAR.....	IX
ÖZET	X
ABSTRACT	XI
1. GİRİŞ	1
1.1. Genel Bakış	1
1.2. Tezin Amacı	5
1.3. Tezin İçeriği	6
2. RELÜKTANS MAKİNALAR.....	7
2.1. Giriş	7
2.2. SynRM Rotor Yapıları	9
3. SENKRON RELÜKTANS MOTORUN SAYISAL BENZETİMİ.....	12
3.1. Senkron Relüktans Makinanın Matematiksel Modeli	12
3.2. Senkron Relüktans Motorun Sayısal Benzetimi	14
4. SENKRON RELÜKTANS MOTOR SÜRÜCÜNÜN AKIM VEKTÖR KONTROLÜ.....	18
4.1. Maksimum Moment Kontrolü	19
4.2. Maksimum Güç Faktörü Kontrolü.	20
4.3. Momentin Maksimum Değişim Oranı Kontrolü	21
4.4. Maksimum Verim Kontrolü	22
4.5. Alan Zayıflatma Kontrolü	22
4.6. Sabit d -Eksen Akımı Kontrolü.....	23
5. SENKRON RELÜKTANS MOTORUN AKIM AÇISI VEKTÖR KONTROLÜNÜN SAYISAL BENZETİMİ.....	25
5.1. Histerezis Bantlı PWM.....	25

5.2.	Senkron Relüktans Makinanın Akım Açısının Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimine Ait Benzetim Sonuçları	29
5.3.	Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	40
6.	SENKRON RELÜKTANS MAKİNANIN AKIM AÇISININ BULANIK MANTIK DENETİMLİ VEKTÖR KONTROLÜ	41
6.1.	Bulanık Mantık	41
6.1.1.	Bulanık Mantık Kavramları.....	42
6.1.1.1.	Dilsel değişkenlerin tanımlanması.....	42
6.1.1.2.	Üyelik Fonksiyonlar	42
6.1.1.3.	Bulanık Kümenin Tanımı	43
6.1.1.4.	Bulanık Çıkarım	43
6.1.1.5.	Durulama	43
6.1.2.	Bulanık Denetleyiciler.....	44
6.1.2.1.	Bulanık Denetleyici Yapısı.....	44
6.1.2.2.	Bulanık Kontrolörlerin Ayarlanması	46
6.2.	Senkron Relüktans Makinanın Akım Açısının Bulanık Mantık Denetimli Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi.....	47
6.3.	Senkron Relüktans Makinanın Akım Açısının Bulanık Mantık Denetimli Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimine Ait Sonuçlar.....	49
6.4.	Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi	61
7.	SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	62
	KAYNAKLAR	63
	ÖZGEÇMİŞ	
	EK-1 EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ	
	EK-2 KULLANILAN MAKİNALARIN PARAMETRELER	
	EK-3 KONTROLÖR TASARIMI	

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Senkron relüktans rotor tasarımı a)Çıkık kutuplu rotor b) Enine tabakalı rotor c) Eksenel tabakalı rotor.....	10
Şekil 2.2 Çok tabakalı eksenel yığınlı 4 kutuplu ALA rotor yapısı.....	11
Şekil 3.1. Kafesli senkron relüktans motorun devresi	12
Şekil 3.2 SynRM'nin akı ve akım vektörleri.....	13
Şekil 3.3. SynRM'nin Matlab/Simulink modeli	14
Şekil 3.4 Motorun devir sayısının zamana göre değişimi.....	15
Şekil 3.5 Motorun momentin zamana göre değişimi.....	15
Şekil 3.6 Motorun faz akımlarının zamana göre değişimi.....	15
Şekil 3.7 Faz akımlarının açık hali	16
Şekil 3.8 Motorun devir sayısının zamana göre değişimi.....	16
Şekil 3.9 Motorun momentin zamana göre değişimi.....	16
Şekil 3.10 Motorun faz akımlarının zamana göre değişimi.....	17
Şekil 3.11 Şekil'deki faz akımlarının açık hali	17
Şekil 4.1. Alan yönlendirmeli direk kontrol şeması	19
Şekil 4.2. Akım açısı kontrolünün şeması	19
Şekil 4.3 Sabit i_{ds} kontrollü SynRM makine sürücüsü.....	24
Şekil 5.1. Histerezis bant PWM modeli.....	26
Şekil 5.2. Histerezis bant PWM'in referans ve gerçek akımları.....	26
Şekil 5.3. Histerezis bant PWM'in ref-gerçek akımları ve 0.1*çıkış gerilimi'nin açık hali.....	27
Şekil 5.4 SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün MATLAB/Simulink modeli.....	28
Şekil 5.5 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	29
Şekil 5.6 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	29
Şekil 5.7 ± 189 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	29
Şekil 5.8 ± 189 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi.....	30
Şekil 5.9 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	30
Şekil 5.10 ± 94.2 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	30

Şekil 5.11 ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	31
Şekil 5.12 ± 94.2 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	31
Şekil 5.13 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	31
Şekil 5.14 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	32
Şekil 5.15 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	32
Şekil 5.16 ± 1.885 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	32
Şekil 5.17 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	33
Şekil 5.18 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi.....	33
Şekil 5.19 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	33
Şekil 5.20 ± 0.5237 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	34
Şekil 5.21 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	34
Şekil 5.22 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	34
Şekil 5.23 ± 189 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	35
Şekil 5.24 ± 189 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	35
Şekil 5.25 ± 189 rad/sn için faz akımlarının açık hali	35
Şekil 5.26 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	36
Şekil 5.27 ± 3.14 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	36
Şekil 5.28. ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	36
Şekil 5.29 ± 94.2 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	37
Şekil 5.30 ± 94.2 rad/sn için faz akımlarının açık hali	37
Şekil 5.31 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	37
Şekil 5.32 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	38
Şekil 5.33 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	38
Şekil 5.34 ± 1.885 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	38
Şekil 5.35 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	39
Şekil 5.36 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	39
Şekil 5.37 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	39
Şekil 5.38 ± 0.5237 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	40
Şekil 6.1. Bazı Üyelik Fonksiyon Tipleri	43

Şekil 6.2. Bulanık Kontrol Blok Diyagramı	44
Şekil 6.3. Hız kontrolünde kullanılan Bulanık Mantık Denetleyicisinin genel yapısı	47
Şekil 6.4. Bulanık Mantık Denetleyicisinin giriş “hata” üyelik fonksiyonları	47
Şekil 6.5. Bulanık Mantık Denetleyicisinin giriş “hatatürev” üyelik fonksiyonları	48
Şekil 6.6. Bulanık Mantık Denetleyicisinin kural tabanı	48
Şekil 6.7. Bulanık Mantık Denetleyicisinin çıkış “cikis” üyelik fonksiyonları	48
Şekil 6.8 Bulanık mantık denetleyicinin giriş-çıkış değişimi	49
Şekil 6.9 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi	49
Şekil 6.10 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	50
Şekil 6.11 ± 189 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	50
Şekil 6.12 ± 189 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	50
Şekil 6.13 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi	51
Şekil 6.14 ± 94.2 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	51
Şekil 6.15 ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	51
Şekil 6.16 ± 94.2 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	52
Şekil 6.17 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	52
Şekil 6.18 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	52
Şekil 6.19 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	53
Şekil 6.20 ± 1.885 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	53
Şekil 6.21 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	53
Şekil 6.22 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi.....	54
Şekil 6.23 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	54
Şekil 6.24 ± 0.5237 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	54
Şekil 6.25 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	55
Şekil 6.26 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	55
Şekil 6.27 ± 189 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	55
Şekil 6.28 ± 189 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	56
Şekil 6.29 ± 189 rad/sn için faz akımlarının açık hali	56
Şekil 6.30 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi	56

Şekil 6.31 için ± 3.14 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi.....	57
Şekil 6.32. ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	57
Şekil 6.33 ± 94.2 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi.....	57
Şekil 6.34 ± 94.2 rad/sn için faz akımlarının açık hali	58
Şekil 6.35 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi	58
Şekil 6.36 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	58
Şekil 6.37 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	59
Şekil 6.38 ± 1.885 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi	59
Şekil 6.39 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi.....	59
Şekil 6.40 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi	60
Şekil 6.41 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi.....	60
Şekil 6.42 ± 0.5237 rad/sn için faz akımlarının zamana göre değişimi.....	60

SİMGELER

u_a	: a faz gerilimi
u_b	: b faz gerilimi
u_c	: c faz gerilimi
u_d	: Gerilimin d eksen bileşeni
u_q	: Gerilimin q eksen bileşeni
ω	: Açısal hız
ξ	: Akım açısı
θ_i	: Stator akım vektörü ile d eksen arasındaki açı
θ_m	: Mıknatıslanma akım açısıdır
δ	: Stator halkalanma akısı vektörü ile d eksen arasındaki açı
P_{in}	: Giriş gücü
P_{out}	: Çıkış gücü
R_s	: Stator demir direnci
R_i	: Demir kayıplarını sembolize eden direnç
ϕ	: Güç faktörü açısı
L_l	: Kaçak indüktans
P_p	: Kutup çift sayısı
i_s	: Stator akımı
i_{ds}	: Stator akımının d bileşeni
i_{qs}	: Stator akımının q bileşeni
i_{mag}	: Mıknatıslanma akımı
i_{dm}	: Mıknatıslanma akımının d bileşeni
i_{qm}	: Mıknatıslanma akımının q bileşeni
L_d	: d eksen indüktansı
L_q	: q eksen indüktansı
L_{dm}	: Mıknatıslanma indüktansı d bileşeni
L_{qm}	: Mıknatıslanma indüktansı q bileşeni

T_e	: Relüktans moment
T_L	: Yük momenti
λ_s	: Stator halkalanma akısı
λ_{ds}	: Stator halkalanma akısının d bileşeni
λ_{qs}	: Stator halkalanma akısının q bileşeni
λ_m	: Stator mıknatıslanma akısı
λ_{dm}	: Stator mıknatıslanma akısı d bileşeni
λ_{qm}	: Stator mıknatıslanma akısı q bileşeni



KISALTMALAR

A.A	: Alternatif akım
ALA	: Enine tabakalı rotor
ARM	: Anahtarlama relüktans motorların
DA	: Doğru akım
DSC	: Direk kendinden kontrol
DSP	: Sayısal işaret işlemeli işlemci
FLC	: Bulanık mantık denetleyicisi
FWC	: Alan zayıflatma kontrolüdür
MEC	: Maksimum verim kontrolü
MMK	: Mağneto motor kuvveti
MPFC	: Maksimum güç faktörü kontrolü
MRCTC	: Momentin maksimum değişim oranı kontrolü
MTC	: Maksimum moment kontrol
SynRM	: Senkron relüktans makine
TLA	: Eksenel tabakalı rotor
VSD	: Değişken hızlı elektriksel sürücüler
YSA	: Yapay sinir ağı

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SENKRON RELÜKTANS MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜ

Ülkü ÖZDEMİR

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
2004 Sayfa: 66

Değişken hızlı sürücü uygulamalarında, son yıllarda oldukça önem kazanan makinalardan biri de Senkron Relüktans Makine (SynRM)'dir. Relüktans moment prensibinden faydalanmak için yapılan bu makinaların çalışma yapısı, d ve q eksenindeki reaktans farklılığından dolayı, rotor konumunun en düşük relüktans değerini alması mantığına dayanmaktadır.

Bu tez çalışmasında, SynRM'nin matematiksel modeli elde edilmiş, SynRM'nin kapalı çevrim akım açısı kontrol yöntemlerine uygulayabilecek şekilde gerekli denklemler çıkartılmış ve sayısal benzetim yapılmıştır. Yapılan benzetimde akım açısı kontrol yöntemlerinden biri olan momentin maksimum değişim oranı kontrolü kullanılmıştır. Yapılan sisteme daha sonra bulanık mantık denetleyicisi ilave edilerek akım açısının bulanık mantık denetimli vektör kontrolü yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Senkron Relüktans Makina, Akım Açısı Vektör Kontrolü, Bulanık Mantık Denetleyicisi

ABSTRACT

Master Thesis

VECTOR CONTROL OF SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR

Ülkü ÖZDEMİR

**Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronics Engineering
2004 Page: 66**

In the variable speed driver applications, one of the machines which get rather importance recently is the Synchronous Reluctance Motor (SynRM). This machines working structure which made for to benefit from the reluctance torque principle is lean on the logic of the getting minimum reluctance value of the rotor position, because of the reactance difference on the air gap.

In this thesis, the mathematical model of the SynRM have been get the needed equations have been produced for to apply on the SynRM's closed loop current angle control structure and digital simulation have been made. In the simulation, the maximum rate of change of the torque control have been used, which is the method of the current angle control. Current angle's fuzzy logic controlled vector control have been made, after adding fuzzy logic controller to the system.

Keywords: Synchronous Reluctance Machines, Current Angle Vector Control, Fuzzy Logic Controller

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Güç elektroniği ve bilgisayar destekli tasarım, yüksek verimli elektrik makinalarının ve değişken hızlı elektriksiz sürücülerin (VSD) gelişmesine imkan tanımıştır. Elektrik makineleri, günümüze kadar yapılış ve özellikleri bakımından büyük değişiklikler geçirmiş ve modern teknolojinin her koluna girmiştir. Endüstride motor ve kontrol düzeneği bir sürücü devre ile beraber tasarlanırlar ve bunların uyumlu bir şekilde çalışması istenir.

Değişken hızlı sürücü uygulamalarında, son on yıldır oldukça önem kazanan makinelerden biri de literatürde, Relüktans Motor (RM), Senkron Relüktans Motor (SRM, Syncrel, SynRM) veya Relüktans Senkron Motor (RSM) olarak bilinen elektrik makinelerdir. Tezde, motor Senkron Relüktans Motor olarak adlandırılmış, kısaltma olarak da SynRM kullanılmıştır.

Relüktans farkından yararlanılarak moment üretme prensibi uzun zamandır bilinmektedir. Relüktans makinelerin basit bir manyetik yapısı vardır. Rotoru elektromanyetik enerji dönüşümü sağlayan, relüktans moment prensibinden faydalanmak için yapılan makinelerdir. Relüktans makinelerin çalışma yapısı, rotor kutupları (d) ve kutuplar arası (q) eksenindeki reaktans farklılığından dolayı, rotor konumunun en düşük relüktans değerini alması mantığına dayanır.

SynRM'ler asenkron makineninkine benzer şekilde stator yapısına sahiptir. Bu nedenle diğer relüktans makinelere göre önemli avantajı, statorlarının asenkron makine ile aynı üretim bandında üretilibilmeleridir. SynRM'nin stator frekansı ile tam senkronizasyon içerisinde çalışması da asenkron makineye göre önemli avantajdır. SynRM'lerin çıkıklık oranı L_d / L_q 'nın düşük olması nedeni ile bu motorlar asenkron makineye göre zayıf güç faktörü ve düşük verimde çalışırlar. Ancak iyileştirilen rotor yapıları ve stator sarım şeklindeki gelişmeler makinenin performansını önemli ölçüde arttırmıştır[1]. Doğru bir tasarımla SynRM'lerin performansı asenkron makineye göre daha iyi olabilir.

SynRM'ler geniş hız çalışma aralığı, güvenilirlik ve sağlamlıklarından dolayı yüksek hızlı endüstriyel elektrik sürücüler ve güç üretim sistemlerinde kullanılmaktadırlar. Yine SynRM'ler çevresel bilgisayarlardan robotlara, demir yolu taşımacılığındaki elektrik araçlarına kadar bir çok uygulamada mevcut değişken hızlı fırçasız sürücülere karşı oldukça güçlü bir rakiptir.

SynRM'ler için geliştirilen kontrol yöntemleri, makinenin en yüksek performansta çalışmasını sağlamayı amaçlar. Değişken hız uygulamalı SynRM, fırçasız senkron AC makineler kategorisine girerler. Bunlar sinüsoidal akım sürücülü makinelerdir [2]. SynRM'nin

esas kontrol parametresi akım vektör açısıdır. Buna yönelik kontrol yöntemleri, maksimum moment kontrolü (MTC), momentin maksimum değişim oranı kontrolü (MRCTC), maksimum verim kontrolü (MEC), maksimum güç faktörü kontrolü (MPFC), sabit d-eksen akımı kontrolü ve alan zayıflatma kontrolüdür (FWC) [3].

Klasik kontrol sistemlerinden farklı olarak akıllı denetim sistemleriyle de SynRM'lerin kontrolü mümkündür. Akıllı denetim yöntemleri, Yapay Sinir Ağları (YSA) tabanlı kontrol, Bulanık Mantık tabanlı kontrol, Genetik Algoritma tabanlı kontrol ve bunların birlikte kullanıldığı kontrol yöntemleridir. Günümüzde bir çok alanda kullanılan bu yöntemlerin gelecekte elektriksel sürücülerde çok büyük oranda kullanılacakları düşünülmektedir [4]. Bulanık mantık kontrolü için, mühendislik tecrübe ve deneyimlerinin bilinen modelleme anlayışı ile birleştirilerek sistem performansının artırılması, varolan tasarımlara yeni fonksiyonlar kazandırması, insan düşünme tarzına yakın olması, uygulanması için matematiksel modele ihtiyaç duyulmaması, yazılımının basit olması gibi bir çok avantaj sıralanabilir.

Son yıllarda SynRM ve sürücüler alanındaki belli başlı araştırma ve gelişmeler şöyledir; 1990'dan önce SynRM'ler üzerine yapılan araştırmalar tamamı ile eksenel tabakalı rotorlar (ALA) üzerine yoğunlaşmıştır. Bu rotor tipine ait makinaların çıkıklık oranı çok yüksektir. Esasen demir kayıpları ve üretim problemlerinden dolayı eksenel tabakalı rotora olan ilgi daha sonraları enine tabakalı (TLA) rotor tipi üzerine odaklanmıştır. Vagati ve ark. tarafından enine veya eksenel tabakalı (TLA ya da ALA) rotor yapılarının dizaynı ve optimizasyonu incelenmiştir [5].

Düşük hızlarda asenkron motorların momenti sınırlıdır ve kontrol yöntemleri komplekstir. Anahtarlamalı Relüktans Motorların (ARM) karakteristiğinde olan bir çok özellik SynRM tarafından sağlanır, fakat SynRM standart alternatif akım asenkron motorların statorunu kullanırlar ve asenkron makinalar gibi sağlamdırlar. Staton ve ark. bu ve buna benzer bir çok noktada SynRM, Asenkron Makine, Permanet Magnet ve Anahtarlamalı Relüktans Motorların (ARM) karşılaştırmalı analizini incelemiş ve sonuçlarını vermişlerdir [6].

Faz sayısının 3'ün üstüne çıkması stator MMK'sının ayarlanmasına izin verir, aynı hacimdeki makinadan amper başına daha yüksek bir moment üretilmesini sağlar. Longya ve ark. tarafından yapılan bir çalışmada, SynRM'nin faz sayısının artırılması ile bu gibi avantajların sağlanabileceği düşünülerek bir makine tasarlamış ve sonuçlarını vermiştir [7].

Hatajaa tarafından değişken hız sürücüleriyle SynRM ve 4 kutuplu Asenkron makinaların performans kıyaslanması yapılmıştır. Asenkron makinadan elde edilen TLA tipindeki SynRM, Sonlu Elemanlar Yöntemi kullanılarak incelenmesi yapılmıştır. Asenkron ve SynRM'nin güç faktörü, verim yönlerinden kıyaslanması yapılmıştır. Bu makineye ait ölçümler IEEE 112 ölçüm metoduna göre laboratuvar ortamında ölçülmüştür [2].

SynRM'un vektör kontrolü üzerine yapılan çalışmalar ise aşağıdaki gibi gelişme göstermiştir:

Bolde ve ark. tarafından, SynRM ve sürücüler hakkında geniş bilgi verilmiş, asenkron makinalarla kıyaslanmış, kontrol yöntemleri incelenmiş, SynRM'nin ac vektör kontrollü ALA rotor tipli sürücünün sürekli durum momenti, güç faktörü kapasitesi ve geçici durum performansı incelenmiştir. Yapılan çalışmada, 2500 d/d'nın üstünde hıza sahip iki kutuplu motor için hızlı moment ve hız cevapları gösterilmiş. PI kontrolörlerle 0,1 d/d'nın altında iyi performans elde edildiği sonucuna varılmıştır [8].

Xu ve ark. tarafından yapılan çalışmada, SynRM için doyma ve demir kaybını içeren model verilmiş, bu modeli içeren alan yönlendirmeli kontrol algoritması ve denklemleri verilmiştir. Çalışmada bu algoritmaya göre yapılan benzetimden, amper başına maksimum moment ve optimum verim için sonuçlar verilmiştir. [9]

Boldea ve ark. tarafından yapılan çalışmada, referans durum ile sürücü durumunun karşılaştırması uygun geçici ve sürekli durumlara göre ayrılmıştır. Yapılan moment vektör kontrolünün sayısal benzetimde daha hızlı geçici hız cevap avantajına ve yüksek sabit hız performansına sahip olduğu gösterilmiştir [10].

Betz ve ark. tarafından yapılan çalışmada, Doyma ve demir kayıplarının dikkate alındığı, inverterli SynRM'nin kontrolü üzerinde durulmuştur. İncelenen kontrol yöntemleri: Maksimum moment kontrolü, Maksimum güç faktörü kontrolü, momentin maksimum değişim oranı kontrolü, maksimum verim kontrolü ve alan zayıflatma kontrolleridir[11].

Yine Betz ve ark. tarafından yapılan çalışmada, makinanın ideal modelini esas alan, inverter beslemeli SynRM'nin kontrolü için kapsamlı bir yaklaşım geliştirilmiştir. Bu teoriden bir kontrol benzetimi dizayn edilmiş ve deneysel sonuçlarla birlikte benzetim sonuçları da verilmiştir [12].

SynRM yüksek hızda iken demir kayıplarının etkisi ihmal edilemez ve motorun yüksek doğruluklu moment kontrolünün yapılması gerekir. Uezato ve ark. tarafından yapılan çalışmada, demir kayıplı SynRM'nin vektör kontrolü sunulmuştur. Demir kaybı, d-q eksenindeki eşdeğer eddy akım sargılarıyla üretildiği tahmin edilen, gerilim eşitliğindeki eşdeğer demir kaybı direnci ile verilmiştir. Vektör kontrolü yapmak için, d-q eksenini nonlineer kontrol girişi ile dekuple edilmiş ve sonuçta elektromanyetik moment kontrol şeması dc makinaya benzetilerek, moment kontrolü oldukça basitleştirilmiştir [13].

Fratta ve ark. tarafından yapılan çalışmada, yüksek performanslı SynRM için alan zayıflatma kontrolü üzerine bir inceleme yapılmış. Bunun için bir kontrol yöntemi geliştirilmiş ve sonuçlar verilip yorumları yapılmıştır [14].

Arefeen ve ark. tarafından, sinüsoidal sargılı SynRM için farklı yeni bir pozisyon sensör tahmin tekniği verilmiştir. Bu teknikte, rotor pozisyonu faz akımlarının sıfır geçişlerinden belirlenir ve sıfır geçişleri arasında rotor pozisyonu tahmine dayalı olarak bulunur. Önerilen teknikte sıfır hız da dahil olmak üzere tüm hızlarda SynRM'nin performansı oldukça iyidir. Bu teknik klasik v/f şeklindeki motor kontrolünde ve vektör kontrolünde uygulanır [15].

Matsuo ve ark. tarafından, SynRM'nin rotor dizaynının çok önemli parametrelerle iyileştirilebileceği kanıtlanmıştır. Örneğin maksimum momentin elde edilebilmesi için rotor izolasyon genişliğinin rotor demir genişliğine oranı en önemli parametredir. Çıkıklık oranına dayanarak maksimum motor güç faktörünü veren eşitlik elde edilmiş ve 0,8 güç faktörünün optimal rotor dizaynı ile gerçekleştirilebilecek bir değer olduğu görülmüştür. Matsuo ve ark. bir motor tasarlamış ve motor parametreleri ölçüm sonuçları rotor dizaynının iyileştirilmesini yani optimizasyonunu kanıtlamışlardır [16].

Lagerquist ve ark. tarafından, SynRM için sensörsüz kapalı çevrim hız kontrolü sunulmuştur. Sensörsüz kontrol, moment vektör kontrolü esastır. Kontrol yüksek hızlı sayısal işlemci DSP kullanılarak yapılmıştır. 120 Watt ALA rotorlu SynRM için deneysel sonuçlar hız sensörlü çalışma için ve sensörsüz simülasyon ile kıyaslanmıştır. Makina 400-1500 d/d hız aralığında çalıştırıldığında düzgün sonuçlar vermiştir. Ayrıca nominal hızın üzerinde ve makine 2750 d/d'da çalıştırılmıştır bu çalışma durumu, akı zayıflaması kullanılarak yapılmıştır [17].

Liu ve ark. tarafından, SynRM sürücü sistemleri için bulanık mantık denetimli kayma modlu kontrol incelenmiştir. Bu yöntemin klasik kayma modlu kontrole göre avantaj ve dezavantajlarının görülebilmesi için deneysel bir sistem kurulmuş ve yapılan deneysel sistemde 32 bit sayısal işaret işlemeli (DSP) işlemci kullanılmış ve sonuçlar her iki yöntem için verilmiş ve yorumları yapılmıştır [18].

Kang ve ark. tarafından, SynRM'nin stator akım vektörü esaslı direk moment kontrolörü sunulmuştur. İstenilen momenti üreten stator d ve q gerilimleri direkt olarak makine modelinden hesaplanmıştır. Önerilen metotta iç kayıpları içeren değiştirilmiş model ve iç kayıpları içermeyen basit model dikkate alınmıştır. Hızlı ve yüksek dinamik moment cevabını sunan sonuçlar önerilen metotla elde edilmiştir. Simülasyon ve deneysel sonuçlarla önerilen metodun doğruluğu gösterilmiştir [19].

Jovanovic ve ark. tarafından, rotor pozisyon sensörü varken ve yokken SynRM'nin yüksek nitelikli vektör hız kontrolünün algoritmik yapısı sunulmuştur. Kontrolör, makinanın klasik doymalı d-q modelini esas almıştır. Rotor pozisyonu ve hızın gerçek zamanda tahmini için yeni çok hassas parametreye bağımlı algoritmayı geliştirerek sensörsüz kontrol modunda çalışması sağlanmıştır. Amper başına maksimum moment kontrolünde bu yapının mükemmel performansı simülasyon ve deneysel sonuçlarla verilmiştir [20].

Vagati ve ark. tarafından, d-q eksen çatısını esas alan, SynRM'lerin kontrol problemleri taslak şeklinde verilmiştir. Özellikle manyetik doyma, iç kayıplar ve farklı durumların açısal ölçüm hataları belirtilmiştir. Bu problemlerin çoğunu gideren, akı gözlemleyici ile kontrol şeması önerilmiştir. Önerilen kontrol, 17 Nm, 8000 d/d'lık motor ve sürücü üzerinde uygulanmıştır. Deneysel sonuçlar ile sabit güç-hız bölgesi gerektiren uygulamalarda iyi bir performans sağlandığı gösterilmiştir [21].

Jovanovic ve ark. tarafından, akım başına maksimum moment kontrol yöntemini sağlayan yeni yüksek performanslı sensörsüz hız vektör kontrolü verilmiştir. Kontrolde açısal hız ve rotor pozisyonunun gerçek zaman tahmini için parametreye bağlı tekniği esas alınmaktadır. Akım dalgalanma prensibi pozisyon tahmininde kullanılır. Tahminler, yeni pozisyon ve açısal hızı önceden söylemek için klasik kapalı çevrim gözlemleyiciye verilir. Düşük ve yüksek hızlarda sensörsüz kontrol algoritmasının çok yüksek doğruluğu deneysel sonuçlarla kanıtlanmıştır [22].

Consoli ve ark. tarafından, SynRM sürücülerinin pozisyon sensörsüz vektör kontrolü için yapılan çalışma düşük ve sıfır hızlar için geliştirilmiştir. Deneysel çalışmada DSP kullanılıp, 4 kutuplu 1,5 kW'lık bir SynRM için teorik ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Bu sonuçların yorumları ve geliştirilen kontrol yönteminin üstünlüğü vurgulanmıştır [23].

Longya ve ark. tarafından, özel yapıdaki akı gözlemleyicisini esas alan, tümüyle sayısal kontrol şekli verilmiştir. Çapraz doymayı içine alan tam bir manyetik motor model, önce tanıtılmış, daha sonra böyle bir modelin sistem davranışı üzerindeki etkisini kanıtlayan kontrol verilmiştir[24].

Vagati ve ark. tarafından, SynRM sürücülerini için direkt kendinden kontrollü sensörsüz moment kontrolünü (DSC) tanımlanmış ve kontrol şeması verilmiş, 1,5 kW'lık bir SynRM için sonuçlar deneysel ve teorik olarak verilmiş ve önerilen kontrol yönteminin performansı sunulmuştur [25].

Alfio ve ark. tarafından, yapılan bir çalışmada SynRM sürücülerini için direkt moment ve sensörsüz akı kontrolü ile uzay vektör modülasyonu yapılmıştır. Akı, moment ve hız tahmin edicileri, donanım uygulaması ve direkt moment kontrol ve direkt moment kontrollü uzay vektör modülasyonu ile ilgili deneysel sonuçları verilmiştir [26].

1.2. Tezin Amacı

Bu çalışmada amaç, Senkron Relüktans Motorun matematiksel modelini elde etmek, daha sonra, SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün denklemlerini elde ederek bunun sayısal benzetimini yapmak ve yapılan sayısal benzetimi değişik kontrol yöntemlerine uygulayabilecek şekilde tasarlamaktır. Son olarak ise, SynRM'nin akım açısının bulanık mantık denetimi

vektör kontrolünün sayısal benzetimini yapmak ve sonuçları momentin maksimum değişim oranı kontrolü yöntemine göre alarak, klasik kontrolle kıyaslamak, avantaj ve dezavantajlarını belirtmektir.

1.3. Tezin İçeriği

Tezin birinci bölümünde SynMR ile ilgili kısaca bilgi verilmiş, SynMR üzerine yapılan çalışmalar özetlenmiş ve tezin amacı açıklanmıştır.

Tezin ikinci bölümünde relüktans makineler hakkında genel olarak bilgi verilmiş, bu makineler kendi içinde kıyaslanmış ve daha sonra stator yapıları asenkron makinelerle (IM) aynı olan SynRM'nin rotor yapıları hakkında bilgi verilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde rotoru kafesli SynRM'nin rotor referans çatıdaki d-q denklemleri çıkartılmıştır. Makine, bu denklemlere göre Matlab/Simulink'te modellenmiş ve sonuçları verilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde SynRM sürücüsünün akım vektör kontrolü yöntemleri ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Tezin beşinci bölümünde SynRM' akım açısı vektör kontrolünün sayısal benzetimi yapılmıştır. Bu benzetimde momentin maksimum değişim oranı kontrolü yöntemine göre değişik yük ve devir sayılarında elde edilen sonuçlar verilmiştir. Elde edilen bu sonuçların değerlendirilmesi yapılmıştır.

Tezin altıncı bölümünde bulanık mantık (Fuzzy Logic) ve bulanık mantık denetleyicileri (FLC) hakkında ayrıntılı bilgi verilmiş ve SynRM'nin akım açısı için bulanık mantık denetimli vektör kontrolünün sayısal benzetimi, momentin maksimum değişim oranı kontrolü yöntemine göre yapılmış, bu benzetime göre değişik devir sayılarında ve değişik yük durumlarında elde edilen sonuçları verilmiştir ve elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yapılmıştır.

Tezin yedinci ve son bölümde ise sonuçların değerlendirilmesi, bu noktadan sonra yapılabilecekler ve öneriler sunulmuştur.

2. RELÜKTANS MAKİNALAR

2.1.Giriş

Moment üretmek için relüktans farkını kullanma prensibi 160 yılı aşkın bir süreden beri bilinmektedir. Relüktans motorların çalışması manyetik bir devrede rotor konumunun en küçük relüktans değerini alması mantığına dayanmaktadır. Relüktans motorların manyetik devrelerinin tamamı demir ve havadan oluşmuştur. Relüktans motorlar endüksiyon motorudur, çünkü rotora enerji endüksiyon yoluyla iletilir. Elektriksel olarak stator sargı taşır, rotor uyarımsızdır ve rotorda sargı yoktur. Rotorda sargı olmamasından dolayı bu motorların bakır kayıplarının olmaması bir avantajdır. Statorun herhangi bir dalga şekliyle uyarılması durumunda, moment rotor eksenine stator eksenine çakışmadığı durumda oluşur. Hava aralığı büyük olan kısım, manyetik akının geçişine büyük manyetik direnç (relüktans), hava aralığı küçük olan kısım ise manyetik akının geçişine küçük manyetik direnç (relüktans) gösterir. Rotor (sistemde depolanan enerjinin minimum olduğu duruma karşılık düşecek şekilde) minimum relüktans konumunu almaya çalışacaktır. Başka bir deyişle relüktans motorda moment, rotor konumu ile relüktansta meydana gelen değişim neticesinde oluşur. Relüktans makinada devir yönü hava aralığının geniş olduğu kısımdan, hava aralığının dar olduğu kısma doğrudur. Bu motorlar asenkron motorlarla kıyaslandığında daha düşük güç faktörüne sahiptirler, ancak iyi bir tasarımıyla relüktans makinenin performansı artırılabilir. Burada tasarımdan kastedilen, özellikle rotor dizaynıdır. Relüktans makine kontrolsüz olarak sadece tek bir hızda ortalama moment ürettiğinden dolayı senkron makine olarak isimlendirilir.

Relüktans makinalar iki grupta incelenir, bunlar anahtarlamalı relüktans makinalar ve senkron relüktans makinelerdir.

Anahtarlamalı relüktans motorlar (ARM) en basit anlamda sürekli hareket yapabilen bir adım motorudur. ARM, stator ve rotoru çıkık kutuplu olan, yalnızca statorunda sargıları bulunan bir elektrik makinasıdır. Sürekli moment oluşumunun olabilmesi için stator ve rotor kutup sayıları birbirine eşit olmamalıdır. Karşılıklı iki stator kutbundaki sargılar seri veya paralel bağlanarak motorun faz sargıları oluşturulur. ARM’de bir faza ilişkin stator sargıları doğru akımla uyarıldığında en az relüktans konumuna gelene kadar rotora bir kuvvet etkir. Bu durumda stator ve rotor eksenlerinin çakışık olduğu konuma kadar rotorda bir dönme hareketi meydana gelir. Bu dönme hareketinin sürekliliğini sağlamak üzere, rotor konumuna göre uygun faz sargıları sırasıyla D.A ile uyarılır.

ARM tahrik sistemleri, motor yapısının ve sürücü devrenin basitliğinden kaynaklanan bir takım potansiyel üstünlüklere sahiptir. Ayrıca kullanılan bakır miktarının azlığı, verimleri ve hız-moment karakteristikleri bakımından da alternatif akım (AA) ve doğru akım (DA)

motorlarıyla karşılaştırılabilir. Fırça ve bileziklerinin olmaması da önemli bir avantajlarıdır. Güç kontrol elemanının her bir faza seri bağlı güç anahtarlama devresine ihtiyaç göstermesi de, son zamanlarda oldukça geniş kullanım alanına sahip olan, yüksek verim ve iyi hız kabiliyetindeki fırçasız DA motorlarına karşı önemli bir alternatif olmasını sağlamıştır. Son yıllarda küçük güçlü motorların üretimi ev aletlerine yönelik uygulamalar nedeniyle oldukça artmıştır. Tek fazlı ARM'ları düşük güçlü, değişken hızlı sürücü düzenekler için basit ve dayanıklı motorlardır.

Ancak ARM'lerin bu üstünlüklerinin yanı sıra bir çok dezavantajı da söz konusudur. Uyarma işlemi esnasında bir fazdan diğer faza geçerken akım geçiş anlarının iyi tespit edilememesi durumunda, momentteki çökmeden dolayı yüksek gürültü oluşur. Hangi fazın ne zaman uyarılacağını bilmesi için, motor miline sensör bağlanması gerekir. Stator endüktansı büyüktür ve anahtarlama anında sargı endüktansının uçlarında büyük gerilim oluşur. Hız arttıkça ARM'nin momentindeki salınımla da artmaktadır. Momentteki salınımla beraber D.A kaynağından çekilen akımın dalgalanması da artmaktadır. Bu dalgalanmayı azaltmak için filtre görevi gören büyük kondansatörler ihtiyaç duyarlar. ARM'ler alternatif akım kaynağı ile çalışmaya başlayamaz ve bir inverterden sadece bir motor çalıştırılabilir. ARM'lerin kablo bağlantıları indüksiyon motor tahriklerinden daha karmaşıktır

Relüktans makinaların bir diğer türü ise bu teze konu olan Senkron Relüktans motordur. SynRM'ler, rotorunda uyarma sargısı olmayan çıkık kutuplu senkron motora benzemektedir. Senkron relüktans motorun statorunda üç fazlı simetrik sargılar vardır, bu sargılarla hava aralığında sinüsoidal döner manyetik alan oluşur, relüktans moment meydana gelir ve artar. Çünkü rotorda indüklenen magnetik alan minimum relüktans pozisyonunda stator alanıyla rotoru düzene sokma eğilimindedir. Sadece rotorda çıkık kutuplar vardır, stator yapısı asenkron makinanınki gibidir. Bu sebeple diğer relüktans makinalara göre önemli avantajı statorları asenkron makina ile aynı üretim bandında üretilibilmeleridir.

Senkron relüktans motorun stator frekansı ile tam senkronizasyon içerisinde çalışması asenkron motora göre önemli bir avantajdır. L_d / L_q çıkılık oranının düşük olmasından dolayı asenkron makina göre zayıf güç faktörü ve düşük verimde çalışırlar. Ancak iyileştirilen rotor yapıları ve stator sarım şekillerindeki gelişmeler makinanın performansını önemli ölçüde arttırmıştır. L_d / L_q oranı SynRM'ler için önemli bir özelliktir. Örneğin senkron relüktans makinanın elde edilebilen maksimum güç faktörü, PF_{max} , yüksek L_d / L_q oranıyla elde edilir. Daha yüksek güç faktörüyle, I^2R kayıpları ve makina inverter sürücüsünün volt-ampere oranları azalır. Eğer SynRM'nin L_d / L_q değeri yeterince büyükse motor moment yoğunluğu, verim ve güç faktörü yönünden diğer AA makinalarına rakip olabilir.

Senkron relüktans motorlar doğrudan başlatmalı (line-start) ve değişken hızlı (inverter beslemeli) uygulamalar için çok caziptir. Rotordaki çıkık kutuplar motora senkron makina özelliği, kafes ise asenkron makina özelliği verir. Doğrudan başlatmalı (line-start) çalışmada, stator sargıları beslendiğinde bir döner alan meydana gelir. SynRM rotor kafesiyle asenkron kalkış yapar, döner alan hızına yaklaşıncaya kendiliğinden senkronlanır ve döner alanla kilitlenir. Yani motor yol alırken asenkron motor, senkronlandıktan sonrada senkron motor olarak çalışır. Fiziksel olarak rotoru senkronluğa çeken relüktans momenttir. Motorun senkronluğa gelmesini güçleştiren etkenler yük momenti ve tahrikte dönen kısımların toplam eylemsizlik momentidir. Eğer bu değerler aşırı olursa relüktans motor senkronlukta kalamaz. Kafes, direk başlatmalı motorda yol alma ve senkronizasyon civarında rasgele osilasyonlarda sönüm sağlar[4].

Değişken frekansla beslenen durum da senkron relüktans motorun bir diğer çalışma durumuna tekabül eder. Bu çalışmada frekans, sıfırdan itibaren arttırılınca motor başlangıçtan itibaren senkron olarak ivmelenir. Bu sayede asenkron kalkıştaki senkronlanma güçlüğü ve getirdiği sınırlamalar ortadan kalkar. Asenkron çalışma gerekmediğinden tasarım daha iyi sonuç verir. Devrilme momenti, güç katsayısı ve kullanım daha yüksek olur. Kafesiz senkron relüktans makine 50 hz'lik şebekeye hızı sıfır iken direkt bağlanamaz. Senkronizasyon için 50 hz'lik şartlardaki hızda bulunması gerekir. Kafesiz senkron relüktans makineye yol vermek için, bir motorla kısa bir süre senkron hızın üzerinde çalıştırılmalı, daha sonra sürücü motor devreden çıkartılmalıdır, ve aniden SynRm'nin statoru bir transformatörle %50 nominal gerilimle üç fazlı şebekeye bağlanmalıdır. Bu sayede motor şebekeyle senkronize bir şekilde çalışabilecektir. Daha sonra gerilim arttırılabilir ve SynRM yüklü durumda çalıştırılabilir.

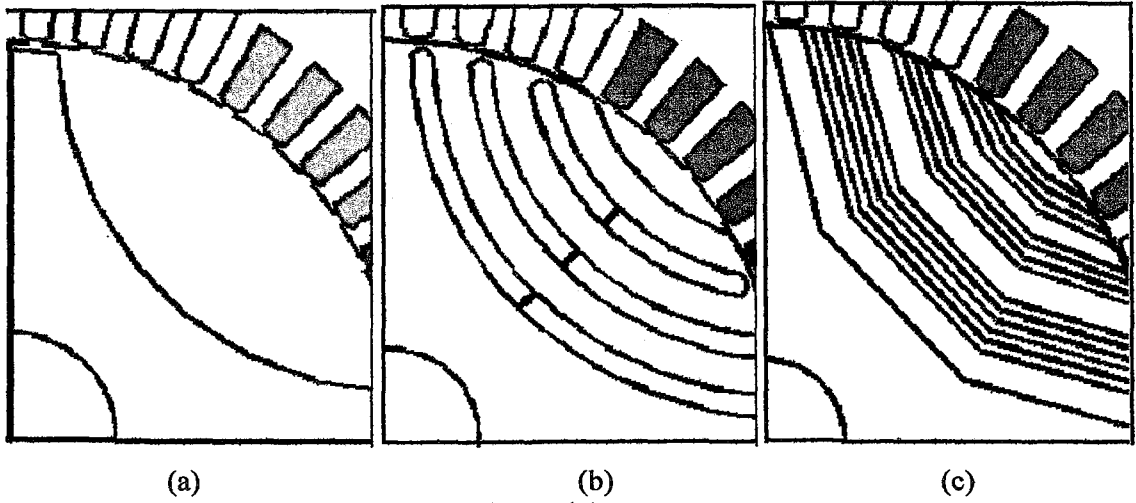
2.2. SynRM Rotor Yapıları

Rotor, ferromanyetik ve antimanyetik (mıknatıslanmayan) çelik parçaların birleşiminden oluşur. Rotorda kullanılan çelikler, parmanent magnet malzemelerinden çok daha ucuz, oldukça dayanıklı ve düşük maliyetli çeliklerdir.

Yüksek performanslı SynRM için rotor dizaynı, makinanın en iyi güç faktörü ve en iyi verimi kesin olarak sağlaması için, mümkün olan en büyük indüktans oranı elde edilmesiyle sağlanır. Şekil 2.1.a. büyük hava aralığından dolayı, en küçük q ekseni indüktansını üreten dizayn yaklaşımını göstermektedir. Fakat aynı zamanda d ekseni indüktansı küçük kalır ve böylece indüktans oranı, rotor için yeterince iyi olmayan özelliklerin oluşmasına neden olur. Bu rotor şekli yeterli, performans cevabı oluşturmaz ve örneğin asenkron makinanın performansı ile rekabet edemez.

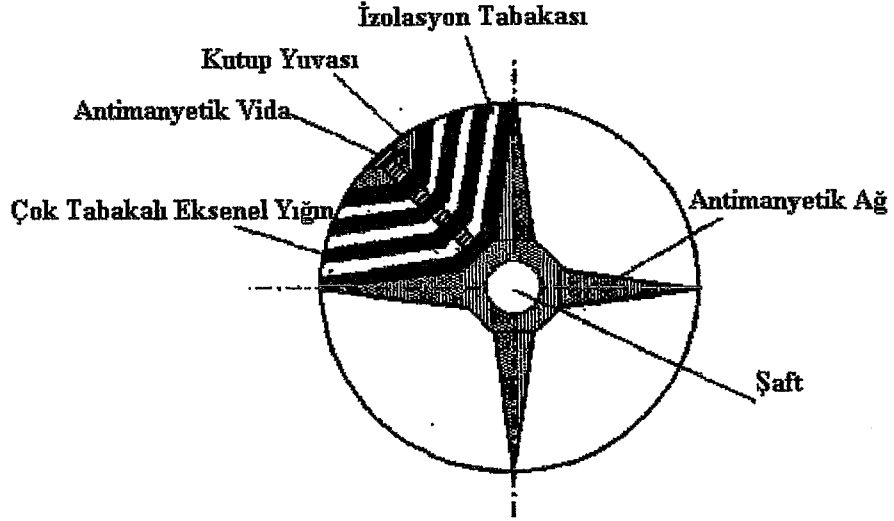
SynRM, Asenkron makine (IM)'le kıyaslanabilmek için yüksek çıkıklık oranına ihtiyaç duyar. SynRM rotorunun üretiminde yüksek çıkıklık oranı elde etmek için olası iki farklı

tasarım şekli vardır: Enine tabakalarla (TLA) Şekil 2.1. b veya eksenel tabakalarla (ALA) Şekil 2.1. c. elde edilen rotor yapılarıdır.



Şekil 2.1. Senkron relüktans rotor tasarımı
a) Çıkık kutuplu rotor b) Enine laminasyonlu rotor c) Eksenel laminasyonlu rotor

Enine laminasyonlu rotorlar (TLA), standart yassı laminasyonlardan yapılmıştır. Akı bariyerleri, arzu edilen akı yollarını elde etmek için delinmiştir. ALA tip rotor laminasyonlarında, manyetik olmayan malzeme araya sokulmuştur. TLA tip rotorun olukları esasında q eksen indüktansını azaltır ve bu nedenle rotor şekli esasında hiç oluğa ihtiyaç olmayan, aynı yapıdaki ALA tip motordan daha düşük çıkıklık oranına sahip olur. Manyetik teğetsel ağlar, rotor yüzeyini düz yapan ve böylece hava aralığı akı harmoniklerinin şiddetini azaltan avantajlara sahiptir. TLA rotor şekli beklide orta maliyetlerde üretilebilen tek modeldir. Bu sebepten dolayı sincap kafesli asenkron makine üreten fabrikalar araştırmalarını bu rotor yapıları üzerine yoğunlaştırmışlardır. Hava aralığı harmoniklerinin neden olduğu rotor yüzey kayıpları dikkate alındığında, ince enine tabakalar yapmak tasarım açısından daha iyi olabilir. Bununla beraber, bu rotor şeklinde olabilecek en büyük indüktans oranlarına ulaşmak mümkün olmayabilir.



Şekil 2.2 Çok tabakalı eksenel yığınlı 4 kutuplu ALA rotor yapısı

ALA tip rotor yapısı, çok sayıda akı bariyeri kullanarak, teğetsel ve iç olukları etkisiz bırakmayı mümkün kılar ve böylece mümkün olan en yüksek çıkılık oranının elde edilmesi başarılır. ALA tip rotorlarda çok sayıda akı bariyerleri, hava aralığı akı harmoniği içeriklerini, moment dalgalanmasını ve demir kayıplarını azaltmakta kullanılır. Stator oluk açıklıkları, hava aralığı akı yoğunluğu değişimini meydana getirir, bu ALA yapısında eddy akımlarının kolayca meydana gelmesine neden olur. Bunun için, laminasyonlar ince ve çok dirençli olmalıdır. Bununla beraber, ALA rotor daha zor ve belkide üretimi sincap kafesli rotordan daha pahalıdır.

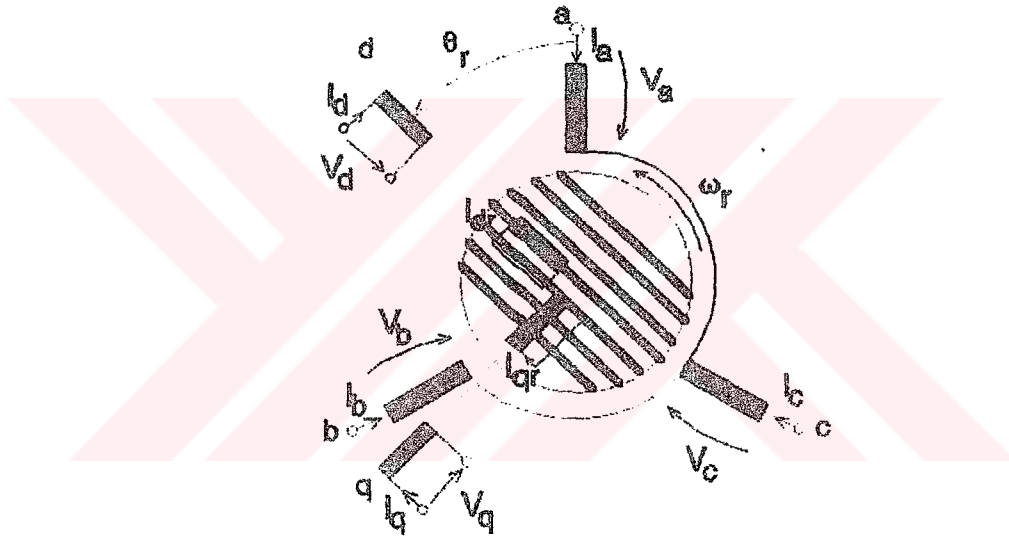
TLA tip motorun üretim nedenleri, ALA tip motorlara göre indüksiyon motorları için daha iyi bir alternatif olarak görünmektedir. TLA tip motor daha düşük maliyette yapılabilir ve rotoru moment dalgalanmasını azaltmak için Bomela'nın[27] önerdiği gibi eğimli yapılabilir.

3. SENKRON RELÜKTANS MOTORUN SAYISAL BENZETİMİ

Bu bölümdeki amaç, kafesli rotor yapısındaki SynRM'nin matematiksel modelini elde etmek ve sayısal benzetimini yapmaktır. Bu analiz yapılırken gerek hesap süresinin kısaltılması gerekse SynRM üç faz modelinde yer alan ve zamanla değişen katsayılardan kurtulmak amacı ile d-q rotor referans çatıdaki modeli kullanılmaktadır.

3.1. Senkron Relüktans Makinanın Matematiksel Modeli

SynRM d-q eksen takımına göre eşdeğer devresi ve buna ait matematiksel modeli yapılan kabullere göre değişiklik arz edebilir. Şekil 3.1.'de verilen, SynRM'nin rotorunda kafes yapısı bulunan şeklidir. Rotor kafesi makinanın asenkron bir şekilde kalkmasını sağlar.



Şekil 3.1. Kafesli senkron relüktans motorun devresi

Stator d-q eksenli gerilim ifadesi,

$$\frac{d\lambda_d}{dt} = u_d - R_s \cdot i_d + \omega_r \cdot \lambda_q \quad (3.1)$$

$$\lambda_d = L_{s\sigma} i_d + L_{dm} (i_d + i_{dr}) \quad (3.2)$$

$$\lambda_d = (L_{s\sigma} + L_{dm}) i_d + L_{dm} i_{dr} \quad (3.3)$$

$$\frac{d\lambda_q}{dt} = u_q - R_s \cdot i_q - \omega_r \cdot \lambda_d \quad (3.4)$$

$$\lambda_q = L_{s\sigma} i_q + L_{qm} (i_q + i_{qr}) \quad (3.5)$$

$$\lambda_q = (L_{s\sigma} + L_{dm}) i_q + L_{dm} i_{qr} \quad (3.6)$$

Rotor d-q eksenli gerilimleri,

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = -i_{dr}R_{dr} \quad (3.7)$$

$$\lambda_{dr} = L_{dr\sigma}i_{dr} + L_{dm}(i_d + i_{dr}) \quad (3.8)$$

$$\lambda_{dr} = (L_{dr\sigma} + L_{dm})i_{dr} + L_{dm}i_d \quad (3.9)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = -i_{qr}R_{qr} \quad (3.10)$$

$$\lambda_{qr} = L_{qr\sigma}i_{qr} + L_{dm}(i_q + i_{qr}) \quad (3.11)$$

$$\lambda_{qr} = (L_{qr\sigma} + L_{qm})i_{qr} + L_{qm}i_q \quad (3.12)$$

Hareket denklemleri;

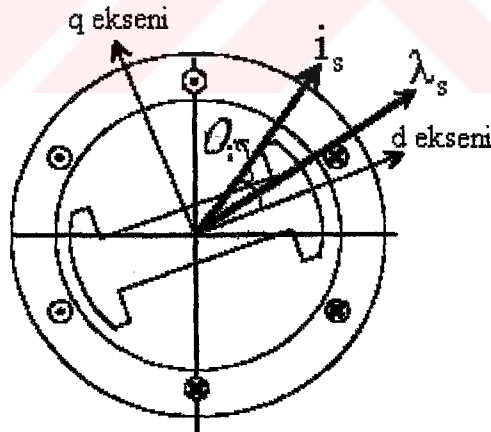
$$\frac{d\omega_{relk}}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - T_L) \quad (3.13)$$

SynRM'nin elektromanyetik moment ifadesi,

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.14)$$

$$\frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r \quad (3.15)$$

$$\omega_{relk} = p\omega_{mek}n_r \quad (3.16)$$



Şekil 3.2 SynRM'nin akı ve akım vektörleri

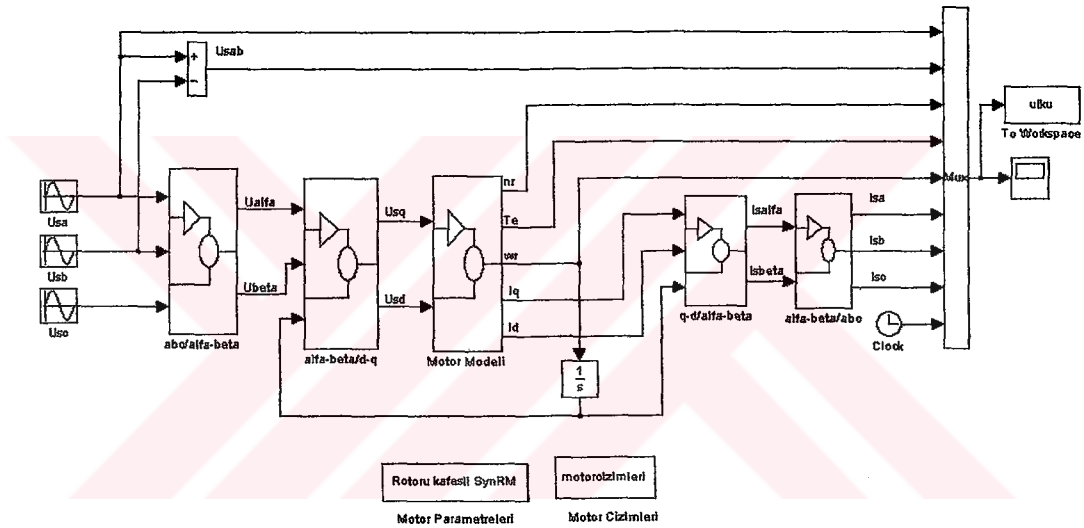
Denklem 3.14 trigonometrik dönüşümler yardımı ile ilerletildiğinde moment ifadesi,

$$T_e = \frac{3}{4}P_p(L_{dm} - L_{qm})i_s^2 \sin 2\theta_i \quad (3.17)$$

şeklinde yazılabilir.

3.2. Senkron Relüktans Motorun Sayısal Benzetimi

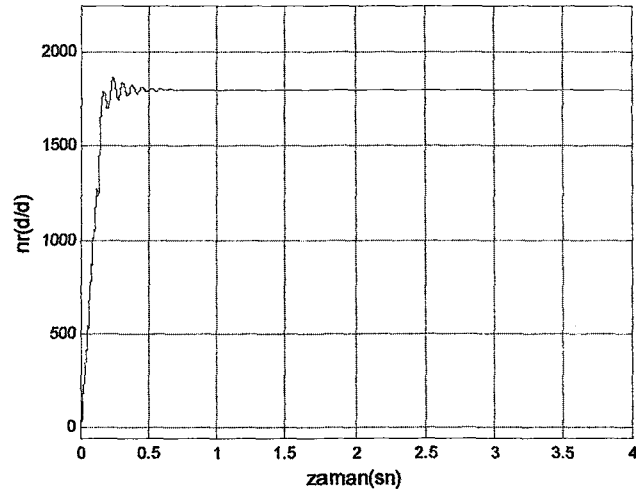
SynRM'nin matematiksel denklemleri kullanılarak Matlab/Simulink'te benzetimi elde edilmiştir. Burada SynRM'in modellenmesinde Ek-1'de verilen d-q eksen modeli kullanılmıştır. Model 3/2 faz dönüşümü ve d-q eksen dönüşümü bloklarından oluşmaktadır. Öncelikle makinaya uygulanacak olan gerilimin, motor denklemlerine uygun hale getirilmesi gerekmektedir. Bunun için Ek-1'de verilen denklemler kullanılarak abc/alfa-beta bloğunda abc ekseninden α - β eksenine dönüştürülmüş, alfa-beta/d-q bloğu ile α - β ekseninden d-q eksenine geçilmiştir. SynRM'nin d-q formunda olan modeli, daha sonra tekrar Ek-1'de verilen denklemler kullanılarak d-q/ α - β , α - β /abc dönüşümleri yapılarak üç fazlı sisteme dönüştürülmüştür.



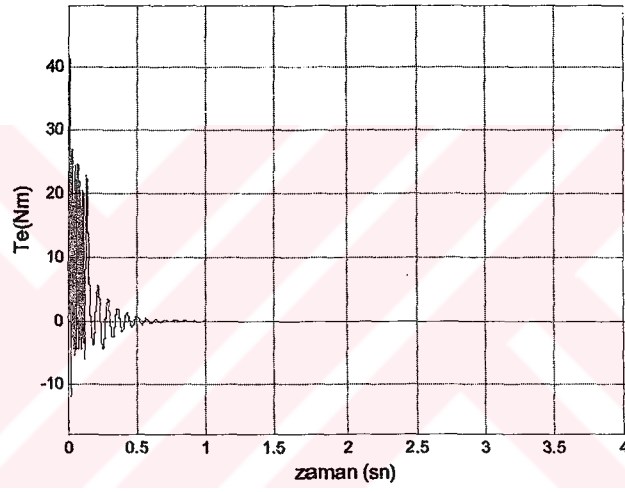
Şekil 3.3. SynRM'nin Matlab/Simulink modeli

Oluşturulan model, kafesli yapıdaki ALA tip SynRM'ye aittir. Benzetimlerde kullanılan gerçek motor parametreleri EK-2'de verilmiştir. Kontrolsüz durumda çalıştırılan motor direkt olarak gerilim uygulandığında yol alabilmektedir. Oluşturulan model Şekil 3.3.'de verilmiştir.

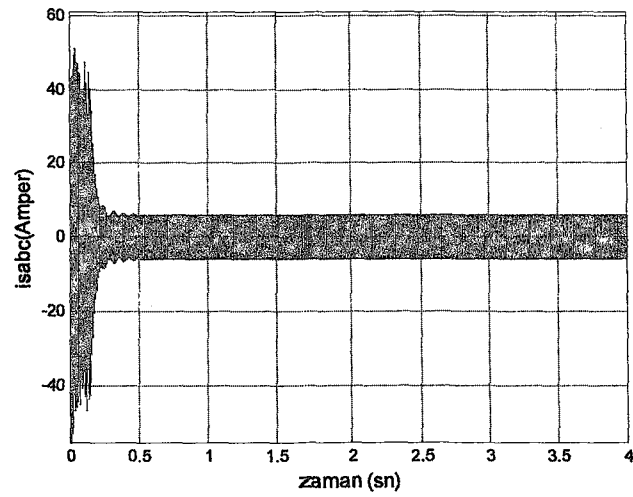
Motorun yüksüz durumdaki bazı çıkış büyüklükleri;



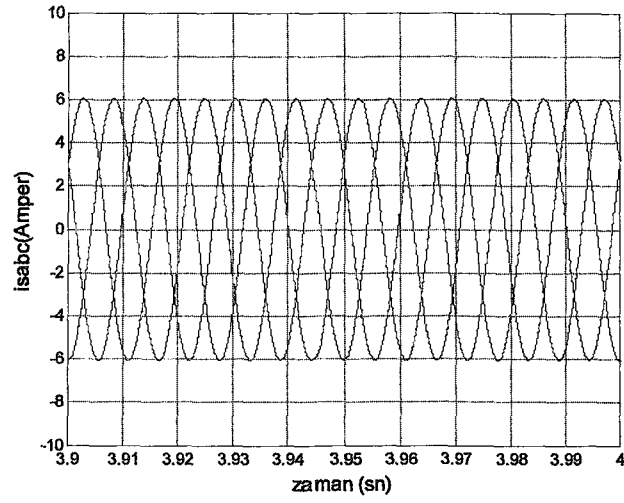
Şekil 3.4 Motorun devir sayısının zamana göre değişimi



Şekil 3.5 Motorun momentin zamana göre değişimi

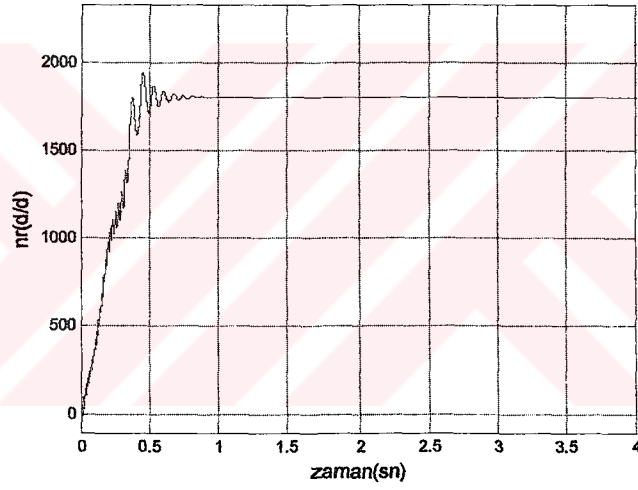


Şekil 3.6 Motorun faz akımlarının zamana göre değişimi

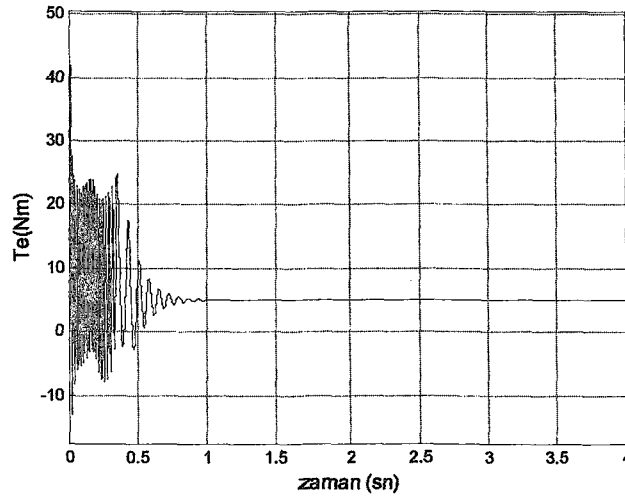


Şekil 3.7 Faz akımlarının açık hali

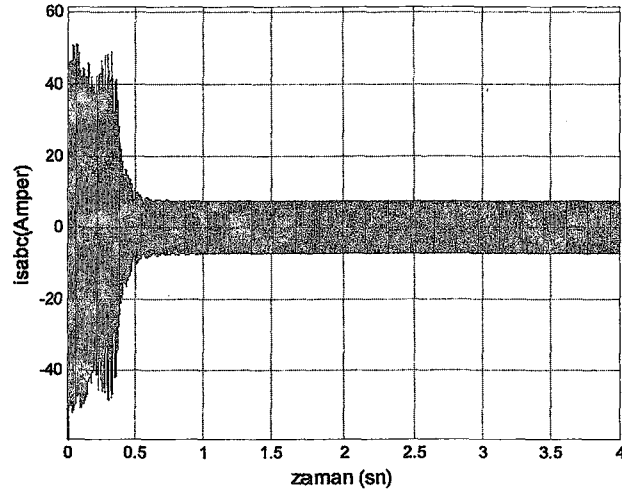
Motor'un $T_L=5$ Nm'lik yüklü durumdaki motor büyüklükleri;



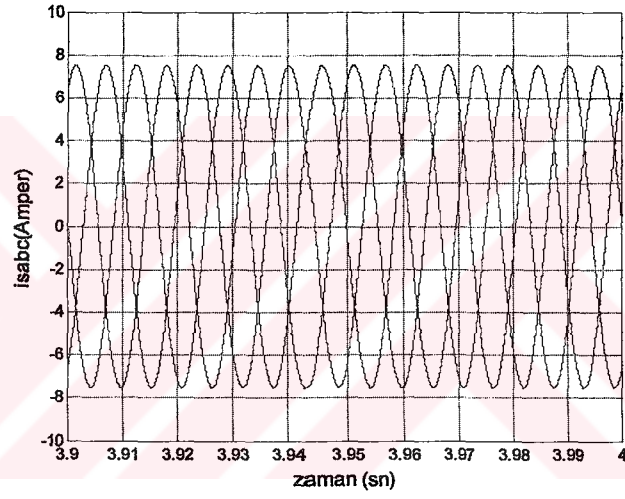
Şekil 3.8 Motorun devir sayısının zamana göre değişimi



Şekil 3.9 Motorun momentin zamana göre değişimi



Şekil 3.10 Motorun faz akımlarının zamana göre değişimi



Şekil 3.11 Faz akımlarının açık hali

4. SENKRON RELÜKTANS MOTOR SÜRÜCÜNÜN AKIM VEKTÖR KONTROLÜ

Temeli 1965’li yıllara dayanan vektör kontrol kavramı ilk olarak 1980’li yıllarda uygulamaya geçmiştir. Bu yöntemin esası döner alanlı alternatif akım. elektrik makinalarının d.c akım makinaları gibi kontrol edilmesi prensibine dayanır.

SynRM’nin esas kontrol parametresi, makinanın yüksek reaktans eksen ile ilgili akım vektör açısıdır. Yapılan yüksek lisans çalışmasında bu eksen d eksenidir. Yapılan bir kısım çalışmalarda [3-28] SynRM’in ideal modeli dikkate alınarak incelenmiştir. Yani kullanılan modellerde demir kaybı ve doyma ihmal edilmiştir. Bu çalışmada demir kaybı ve doyma modelin içine katılarak kontrol yöntemleri incelenmiştir. [29] ve [30] çalışmalarda benzer varsayımlar altında, daha özel bir formda SynRM’in kontrolü ele alınmıştır.

Doyma ve demir kayıplarının dikkate alındığı SynRM’un kapalı döngü self-kontrol yöntemleri şunlardır:

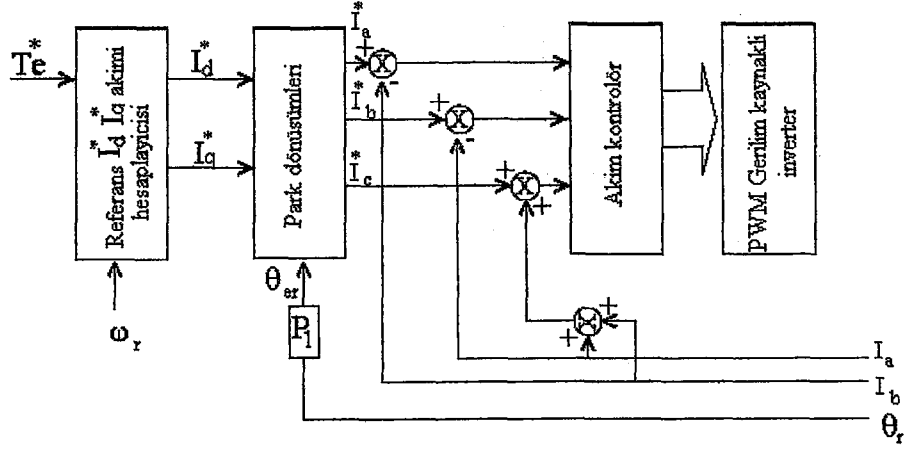
- Maksimum moment kontrolü (amper başına maksimum moment)
- Maksimum güç faktörü kontrolü
- Momentin maksimum değişim oranı kontrolü
- Maksimum verim kontrolü
- Alan zayıflatma kontrolü
- Sabit d -eksen akımı (i_{ds}) kontrolü

Maksimum moment kontrolü (MTC): Burada amper başına maksimum moment kontrol yönteminden bahsedilmektedir. Makinenin optimal akım açısı $\pi/4$ radyandır.

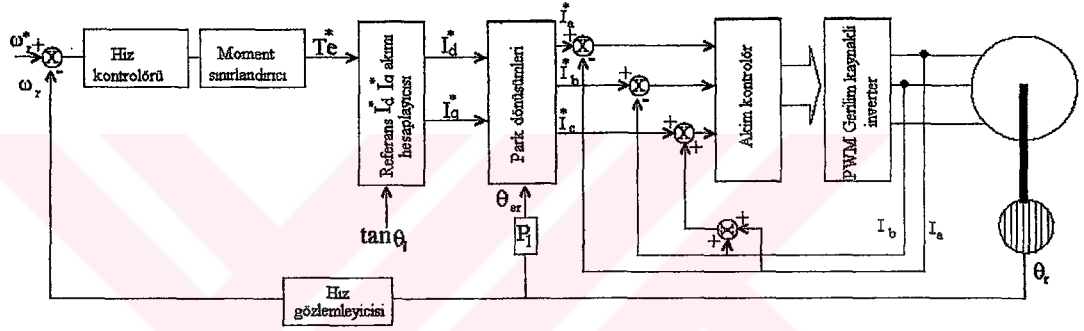
Momentin maksimum değişim oranı kontrolü (MRCTC): SynRM’nin dT_e/dt değerini maksimuma ulaştıran bir kontrol yöntemidir. Makine akım açısı $\theta_i = \tan^{-1} \xi$ $\xi = L_d / L_q$ [31].

Maksimum güç faktörü kontrolü (MPFC): Bu kontrol yöntemi giriş güç faktörünün maksimum olduğu çalışma durumuna karşılık gelmektedir.

İlk dört kontrol yöntemi tamamen akım açısının değerine göre yapılan kontrol yöntemleridir. Bu metotlar, vektör dönüşümü ve stator akımlarının i_{qs} ve i_{ds} bileşenlerinin bağımsız kontrol edilmesiyle elde edilen vektör kontrolü olarak tarif edilse de, makine akısı yönlendirilmediğinden, tam olarak vektör kontrolü değildir[32].



Şekil 4.1. Alan yönlendirmeli direk kontrol şeması



Şekil 4.2. Akım açısı kontrolünün şeması

4.1. Maksimum Moment Kontrolü (Amper Başına Maksimum Moment)

Bu kontrolün amacı maksimum sürücü verimi sağlamaktır. Bu kontrol yöntemi için, moment ifadesi I_s stator akımının bir fonksiyonu şeklinde yazılmalıdır. Birkaç işlemin ardından demir kayıplı SynRM'in ürettiği momenti aşağıdaki denklemlerle göstermek mümkündür.

$$T_e = (L_{dm} - L_{qm}) R_m^2 \left[\frac{(R_i + \omega L_{qm} \tan \theta_i)(R_i \tan \theta_i - \omega L_{dm})}{(1 + \tan^2 \theta_i)(R_m^2 + \omega^2 L_{qm} L_{dm})^2} \right] i_{mag}^2 \quad (4.1)$$

$$i_{mag} = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (\text{Mıknatıslanma akımı})$$

$L_l = 0$ olduğundan $L_{dm} = L_d$, $L_{qm} = L_q$ olur.

Maksimum momenti tam olarak bulmak için, üstteki moment denkleminde akım açısı (moment açısı), ve R_i , L_{dm} 'in karakteristik eğrileri bulunmalıdır. Sonuç denklemi çok komplekstir ve sayısal olarak çözümlenmelidir. Bu durum, akım açısı başına kapalı formda maksimum moment ifadesinin elde edilmesini imkansız yapar.

İfadeyi sadeleştirmek için R_s ve L_d sabit kabul edilip (sonraki varsayım akım açısı $\gg \frac{\pi}{4}$ olduğu müddetçe mantıksız değildir ve dolayısı ile küçük bir doyma vardır) üstteki moment denkleminde θ_i çekilerek sıfıra eşitlenebilir. Akım açısı başına optimal maksimum moment için sonuç ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$\theta_i^* = \tan^{-1} \left[\frac{R_i \omega (L_q + L_d)}{R_i^2 - \omega^2 L_q L_d} + \sqrt{\left(\frac{R_i \omega (L_q + L_d)}{R_i^2 - \omega^2 L_q L_d} \right)^2 + 1} \right] \quad (4.2)$$

Eğer $R_i \rightarrow \infty$ kabul edilirse $\theta_i^* = \frac{\pi}{4}$ olması beklenir.

4.2. Maksimum Güç Faktörü Kontrolü

Demir kayıplı SynRM'in güç faktörü ifadesi ,

$$\cos \phi = \frac{\frac{1}{2} R_i (L_d - L_q) \sin 2\theta_i + \omega L_q L_d}{\sqrt{L_d^2 (R_i \cos \theta_i + \omega L_q \sin \theta_i)^2 + L_q^2 (R_i \sin \theta_i - \omega L_d \cos \theta_i)^2}} \quad (4.3)$$

denklem 4.1'de olduğu gibi, bu ifadenin değerlendirmesi, R_i , mıknatıslanma akımı üzerindeki L_d ve açığa bağlı olduğundan karmaşıktır. Mıknatıslanma akımının ifade üzerinde etkisi olduğu bir gerçektir. Yalnızca makine parametrelerine bağlı olan ideal makine ile kıyaslandığında güç faktörü tam manası ile önemli bir gösterge değildir [31].

Maksimum güç faktörü ifadesini elde etmek için sabit R_i ve L_d varsayımı tekrar kullanılmıştır. Optimal güç faktörü için çözülen Denklem 4.3 dikkate alınarak aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir.

$$\tan^2 \theta_i^* - \frac{\omega L_d}{R_i} \tan \theta_i^* - \frac{L_d^2}{L_q^2} = 0$$

$$\tan \theta_i^* = \frac{\omega L_d}{R_i} + \sqrt{\frac{\omega^2 L_d^2}{R_i^2} + \frac{L_d^2}{L_q^2}} \quad (4.4)$$

Betz'in belirttiği gibi [31] $R_i \rightarrow \infty$ ise $\tan \theta_i^* = \sqrt{\xi}$ 'dir. Denklem 4.3'de $\tan \theta_i^*$ yerine yazılırsa maksimum güç faktörü ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$\cos \phi_{\max} = \frac{R_i (L_d - L_q) \tan \theta_i^* + \omega L_q L_d (1 + \tan^2 \theta_i^*)}{\sqrt{F_1 \tan^4 \theta_i^* + F_1 \tan \theta_i^* (1 + \tan^2 \theta_i^*) + F_3 \tan^2 \theta_i^* + F_4}} \quad (4.5)$$

$$F_1 = L_q^2 (R_i^2 + \omega^2 L_d^2)$$

$$F_2 = 2\omega R_i L_d L_q (L_d - L_q)$$

$$F_3 = R_i^2 (L_d^2 + L_q^2) + 2\omega^2 L_d^2 L_q^2$$

$$F_4 = L_d^2 (R_i^2 + \omega^2 L_d^2)$$

4.3. Momentin Maksimum Değişim Oranı Kontrolü (Hızlı Moment Cevabı Kontrolü)

Bu kontrol yönteminde, sürücünün en hızlı kontrol cevabına sahip olması istenir. Demir kayıplı ve doymalı durumda momentin değişim oranı ifadesi tamamen karmaşıktır. Kaçak ve stator direncinin ihmal edildiği R_i ve L_d 'nin sabit olduğu, makinenin sabit akım açısında çalıştığı durumda, momentin değişim oranı ifadesi;

$$(T_e)' = 2 \sqrt{\frac{T_e (L_{dm} - L_{qm}) \tan \theta_m}{L_{dm}^2 + L_{qd}^2 \tan^2 \theta_m}} v^2 - \omega^2 T_e \quad (4.6)$$

$\theta_m \rightarrow$ mıknatıslanma akım açısıdır. Denklem 4.6'yı ayırıp sıfıra eşitlediğimizde, momentin maksimum değişim oranı kontrolünün optimal açısı;

$$\theta_m^* = \tan^{-1} \left(\frac{L_{dm}}{L_{qm}} = \frac{L_d}{L_q} = \xi \right) \quad (4.7)$$

olur. Makinenin mıknatıslanma kısmı ideal makineyle aynı olduğu sürece, bu eşitlik ideal makine modeli için elde edilenle aynı ifadedir. Denklem 4.7, denklem 4.6'da yerine yazılırsa, momentin maksimum değişim oranı kontrolü değişim oranı için aşağıdaki ifade elde edilir.

$$(pT_e)_{maks.} = 2 \sqrt{\frac{T_e (L_{dm} - L_{qm})}{2L_{dm} L_{qm}}} v^2 - \omega^2 T_e \quad (4.8)$$

Maksimum giriş akımı;

$$i_{qs} = \frac{(2T_e R_i + L_{qm} pT_e) \tan \theta_m + 2T_e \omega L_{dm}}{2R_i \sqrt{T_e (L_{dm} - L_{qm}) \tan \theta_m}} \quad (4.9)$$

$$i_{ds} = \frac{2T_e (R_i - \omega L_{qm} \tan \theta_m) + L_{qm} pT_e}{2R_i \sqrt{T_e (L_{dm} - L_{qm}) \tan \theta_m}}$$

$\tan \theta_i = \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$, $\tan \theta_m = \tan \theta_m^*$ ve denklem 4.9 kullanılarak, optimal giriş akım açısı ifadesi şu şekilde elde edilebilir;

$$\theta_i^* = \tan^{-1} \left[\frac{\sqrt{\frac{L_{dm}}{L_{qm}}} (R_i + \omega L_{qm}) \sqrt{2T_e L_{dm}} + \sqrt{L_{qm} [(L_{dm} - L_{qm})v^2 - 2T_e L_{dm} L_{qm} \omega^2]}}{\sqrt{\frac{L_{dm}}{L_{qm}}} (R_i - \omega L_{qm}) \sqrt{2T_e L_{qm}} + \sqrt{L_{dm} [(L_{dm} - L_{qm})v^2 - 2T_e L_{dm} L_{qm} \omega^2]}} \right] \quad (4.10)$$

Eğer manyetik malzemede doyma varsa, momentin maksimum değişim oranı kontrolü oldukça karmaşık bir hal alır. Bu zamanın bir fonksiyonu olan akımın fonksiyonu L_{dm} indüktansından dolayıdır.

4.4. Maksimum Verim Kontrolü

Maksimum verim açısı, sabit güç çıkışı durumunda, makinenin giriş gücü ifadesi minimum yapılarak bulunabilir. Makinenin giriş gücü ifadesi;

$$P_{in} = R_s i^2 + \frac{\omega R_i i_{mag}^2}{R_i^2 + L_q L_d} \left[\frac{L_d \sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_q^2}}{2} A_1 - \frac{L_q \sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_d^2}}{2} A_2 \right] \quad (4.11)$$

$$A_1 = (\sin(2\theta_i - \delta_1) + \sin \delta_1)$$

$$A_2 = (\sin(2\theta_i + \delta_2) + \sin \delta_2)$$

$$\delta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_q}{R_i} \right) \quad \delta_2 = \tan^{-1} \left(-\frac{\omega L_d}{R_i} \right) \quad (4.12)$$

Benzer şekilde çıkış gücü ifadesi;

$$P_{out} = \frac{\omega (L_d - L_q) R_i i_{mag}^2 \sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_q^2} \sqrt{R_i^2 + \omega^2 L_d^2}}{2(R_i^2 + \omega^2 L_q L_d)^2} A_3 \quad (4.13)$$

$$A_3 = \sin(2\theta_i + \delta_2 - \delta_1) + \sin \delta_1 + \sin(\delta_1 + \delta_2)$$

İstenen sabit güç çıkışında giriş gücü ifadesi denklem 4.11 ve 4.13 kullanılarak bulunur. Bulunan bu denklemde θ_i 'ye göre türev alınarak minimum giriş bulunabilir. Sabit R_i ve L_d 'de sonuç optimal θ_i için çok karışık bir ifade halini alır.

4.5. Alan Zayıflatma Kontrolü

SynRM'nın alan zayıflatma kavramı, örneğin DA makinadaki gibi açık değildir. Alan zayıflatması, makina moment-hız eğrisinin dönüm noktası üzerinde çalıştığında oluşur. Bu bölgede SynRM'in normal karakteristiği $T_e \propto 1/\omega^2$ 'dir. Gerçek alan zayıflatması, nominal ω_0 'in üzerindeki frekans aralığı için sabit güç verir. Yani $T_e \propto 1/\omega$ olduğu moment karakteristiği,

$\omega \geq \omega_0$ olduğunda oluşur. ω_0 , nominal açısal hızdır. Belirtilen şartlar altında, alan zayıflama açısı için,

$$\theta_m^* = \tan^{-1} \left[\frac{-A_4 - \sqrt{A_4^2 - 4A_5A_6}}{2A_5} \right] \quad (4.15)$$

$$A_4 = (L_d - L_q) \left[2R_i L_d L_q \omega^2 P_{out} - (R_i^2 - \omega^2 L_d L_q) v_0^2 \right]$$

$$A_5 = \omega L_q \left[L_q P_{out} (R_i^2 + L_d^2 \omega^2) - R_i (L_d - L_q) v_0^2 \right]$$

$$A_6 = \omega L_d \left[(L_d - L_q) R_i v_0^2 + L_d P_{out} (R_i^2 + L_q^2 \omega^2) \right]$$

4.6. Sabit d -Eksen Akımı (i_{ds}) Kontrolü

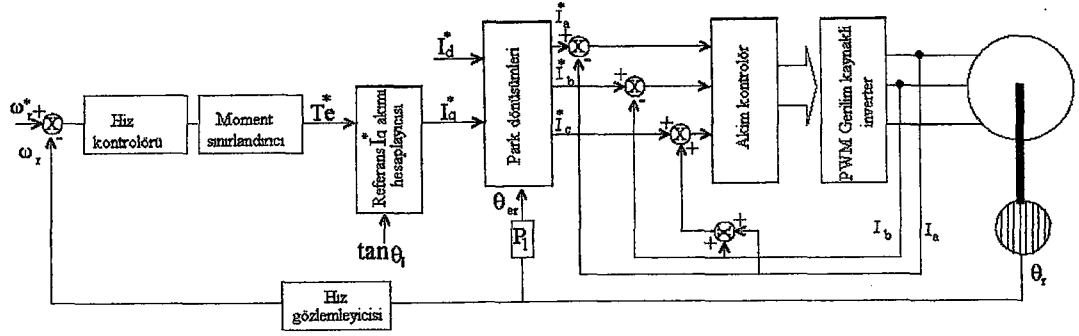
Bu basit kontrol yönteminde, d eksen akımı i_{ds} sabit tutulur ve sabit moment bölgesinde momenti kontrol etmek için, q -ekseni akımı i_{qs} kontrol edilir. Moment ifadesi,

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \lambda_s^2 (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs} i_{ds} \quad (4.16)$$

şeklinde yazılır. Bu ifade ilerletildiğinde,

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) \left(1 - \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \right) \lambda_{ds} i_{qs} \quad (4.17)$$

Bu eşitlik, momentin λ_{ds} ve i_{qs} 'in çarpımıyla orantılı olduğunu gösterir (polaritesi i_{qs} 'in polaritesiyle ters olabilir). Bu vektör kontrollü sinüsoidal PMSM ve indüksiyon motorunun moment eşitliğine benzemektedir, fakat $K = 3/2(P/2)(1 - (L_{qs}/L_{ds}))$ daha küçüktür. Şekil 4.3 sabit i_{ds} kontrollü, hız kontrol sisteminin blok diyagramını göstermektedir. Pozisyon sensörü, self kontrol için θ_e sinyalini ve kapalı döngü hız kontrolü için ω_r işaretini sağlar. Hız döngü hatası, momenti kontrol eden i_{qs}^* akım komutunu üretir. Bu işaretin polaritesi, momentin polaritesini belirler. i_{qs}^* mıknatıslanma akım komutu, sabit moment bölgesinde ($\omega_r < \omega_b$) sabittir. Stator akım bileşenleri i_{ds}^* ve i_{qs}^* , θ_e açısı yardımıyla sabit çatıda, üç fazlı stator akım komutlarına dönüştürülür ve dönen vektörlerdir (vector-rotated, VR). Gerçek inverter akımları, histerezis band PWM veya senkron akım kontrolüyle kontrol edilebilir.



Şekil 4.3 Sabit i_{ds} kontrollü SynRM makine sürücüsü

λ_s stator akısının büyüklüğü şu şekilde ifade edilir,

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{ds}^2 + \lambda_{qs}^2} \quad (4.18)$$

veya

$$\lambda_s = \sqrt{(L_d i_{ds})^2 + (L_q i_{qs})^2} \quad (4.19)$$

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_{ds}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{L_d i_{ds}}{L_q i_{qs}} \right) \quad (4.20)$$

Bu eşitlikler, λ_s ve δ 'nın, i_{ds} ve i_{qs} akımlarına bağlı olduğunu gösterir. Bu nedenle, Şekil 3.3'de i_{qs} 'in artmasıyla, λ_s ve δ açısında artar, daha fazla bağlantı (coupling) etkisi oluşur. Gerçektende üç fazın (in-phase) ve stator uçlarında mıknatıslanma akım bileşenlerinin akı yönlendirmeli vektör kontrolüyle kontrol edilmesi, sürücünün daha iyi performans göstermesini sağlar. $u_s = \omega_e \lambda_s$ olduğundan, yüksek hızlarda PWM kontrolör doymaya meyilli olur. Genişletilmiş hız aralığında akım kontrolü, λ_s akısının zayıflatılmasıyla mümkün olur.

5. SENKRON RELÜKTANS MOTORUN AKIM AÇISI VEKTÖR KONTROLÜNÜN SAYISAL BENZETİMİ

SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün sayısal benzetiminde, ilk olarak hız kontrolörü Ek-3'de verilen PI kontrolörü ile, T_e^* referans moment değeri denklem Ek-3.4'te belirtilen şekilde hesaplanmıştır. Daha sonra hesaplanan referans moment değeri, moment sınırlayıcısı bloğu ile sınırlandırılmıştır.

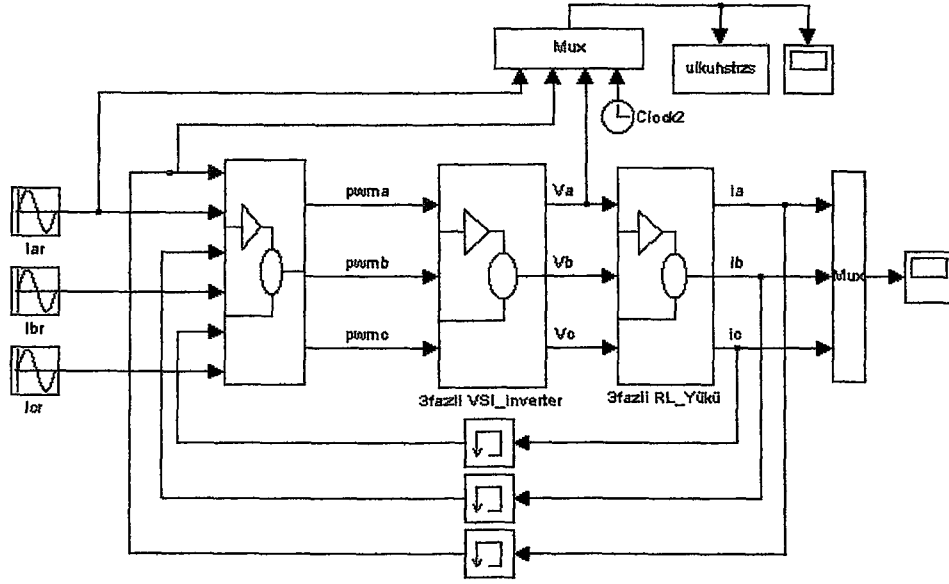
$$i_d^* = \sqrt{\frac{2}{3P} \frac{|T_e^*| \tan \theta_i}{L_d - L_q}} \quad (5.1)$$

$$i_q^* = \frac{i_d^*}{\tan \theta_i} \text{sign}(T_e^*) \quad (5.2)$$

Momentin maksimum değişim oranı kontrolü için, Denklem 5.1 ve 5.2 ile i_d^* ve i_q^* değerleri hesaplanmaktadır. Daha sonra Ek-1'de verilen eksen dönüşümleri yardımı ile önce $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ değerleri ve daha sonra referans akım değerleri olan $i_{s\alpha}^*$, $i_{s\beta}^*$ ve i_{sc}^* hesaplanır. Bu hesaplamalar sonunda elde edilen değerler ve gerçek akım değerleri Histerezis akım kontrolörü bloğunda karşılaştırılarak gerilim kaynaklı inverter için PWM kontrol işaretleri üretilir. Bu işaretler ile modellenen gerilim kaynaklı inverter kontrol edilerek u_a , u_b ve u_c gerilimleri elde edilir. Elde edilen gerilimler, Bölüm 3'te verilen denklemlere göre, Bölüm 3.2'deki sayısal benzetimi verilen motorun rotoruna ait büyüklükler çıkartılarak elde edilen motor modeline uygulanarak gerçek akım, gerçek moment ve hız değerleri elde edilir. Sistemin genel yapısı Şekil 5.4'te verilmiştir.

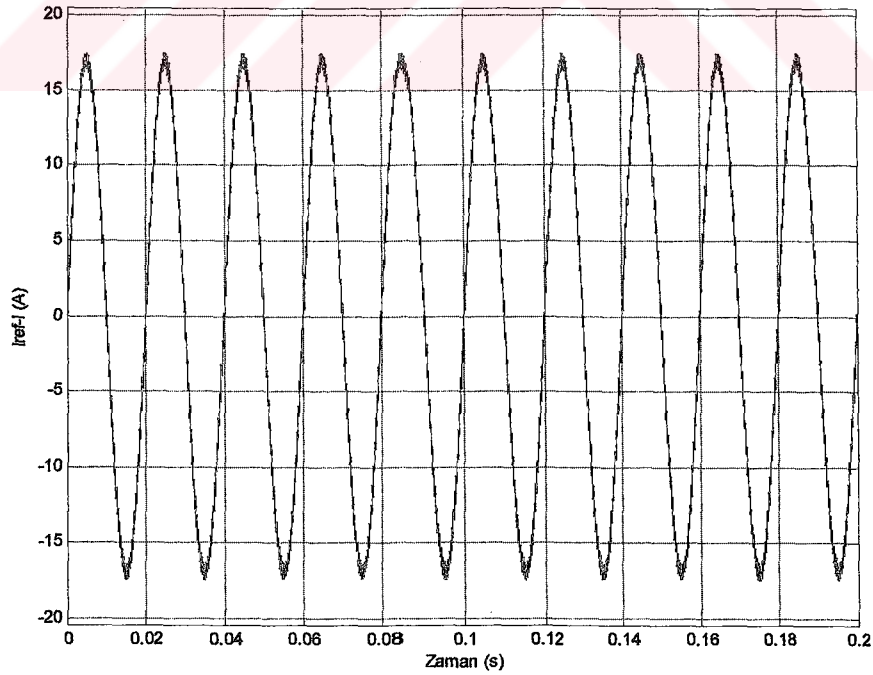
5.1. Histerezis Bantlı PWM

Bu PWM yöntemi akım kontrollü PWM uygulamalarında çok kullanılır. Motorun belirlenen bir histerezis bant içinde sinüsoidal akım referansını takip etmesi sağlanır. Eğer gerçek akım üst histerezis bandını aşarsa, inverterin bir bacağındaki üst anahtar kesime ve altındaki anahtar ise ilettime girer. Bu durum akımın azalmasına neden olur. Akım, histerezis bandın altına düştüğünde ise, üst anahtar ilettime geçerken alt anahtar ise kesime gider. Fazla gerilim uygulanması akımın artmasına neden olacaktır. Bu kontrol yönteminin uygulanması ile, Şekil 5.2 ve Şekil 5.3'te görüldüğü gibi motor akımı istenen histerezis bandı içerisinde referans akımı takip eder. Elde edilen histerezis bantlı PWM inverterin Matlab/Simulink benzetimi Şekil 5.1'de verilmiştir.

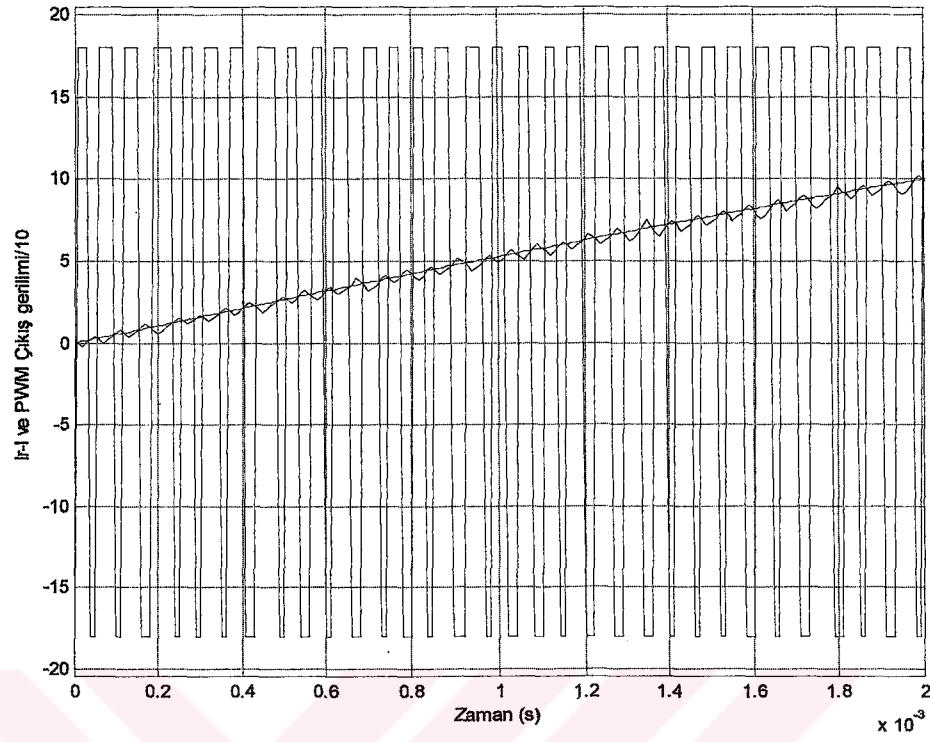


Şekil 5.1. Histerezis bant PWM modeli

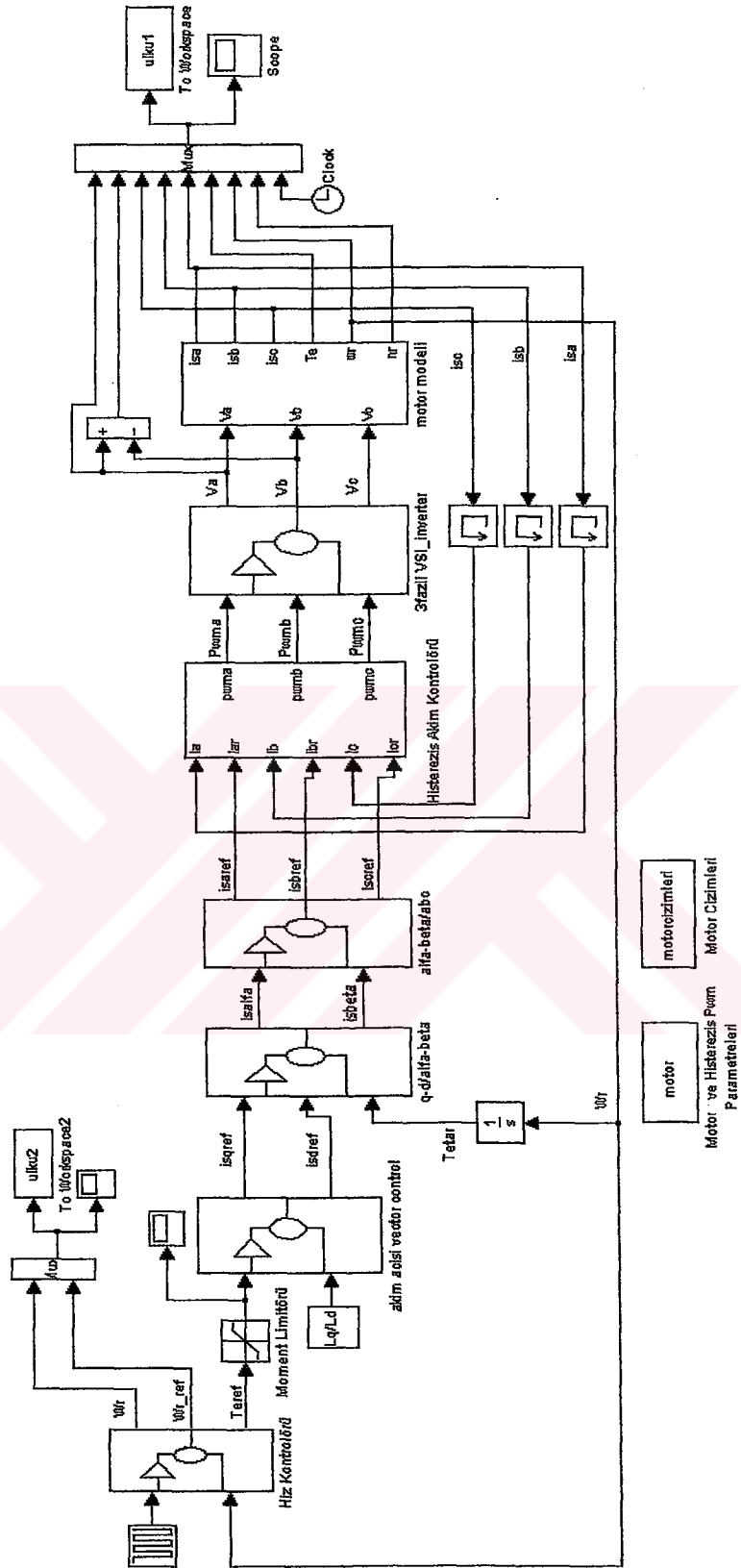
Motor-2 parametrelerine göre Matlab/Simulink'te hazırlanan Histerezis Bant PWM modeli çalıştırıldığında Şekil 5.2'deki referans akım-gerçek akım değişimi ve Şekil 5.3'te zayıflatılmış PWM çıkış gerilimi, gerçek ve referans akımın değişimleri verilmiştir.



Şekil 5.2. Histerezis bant PWM'in referans ve gerçek akımları



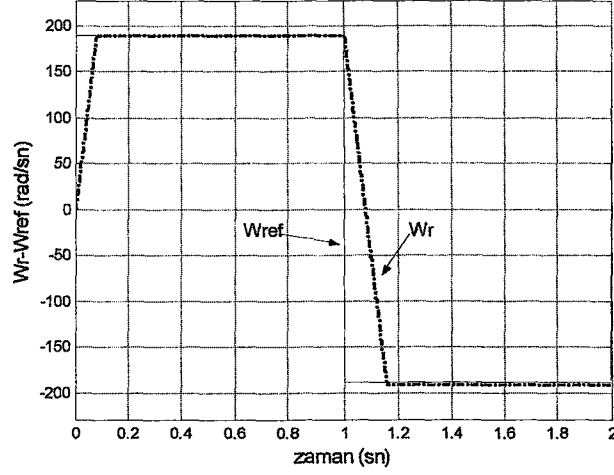
Şekil 5.3. Histeresis bant PWM'in ref-gerçek akımları ve 0.1*çıkış gerilimi'nin açık hali



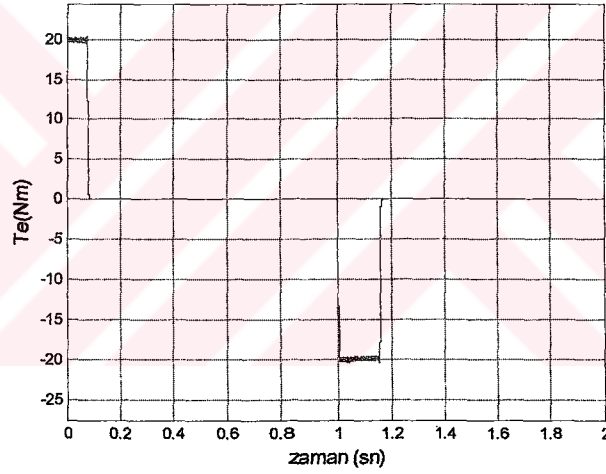
Şekil 5.4 SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün MATLAB/Simulink modeli

5.2. Senkron Relüktans Makinanın Akım Açısının Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimine Ait Benzetim Sonuçları

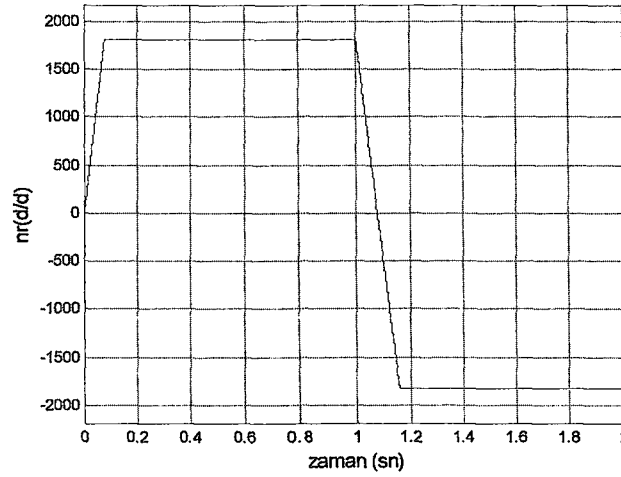
Motor'un yüksüz, PI kontrollü ve 1800 d/d durumu için sonuçlar;



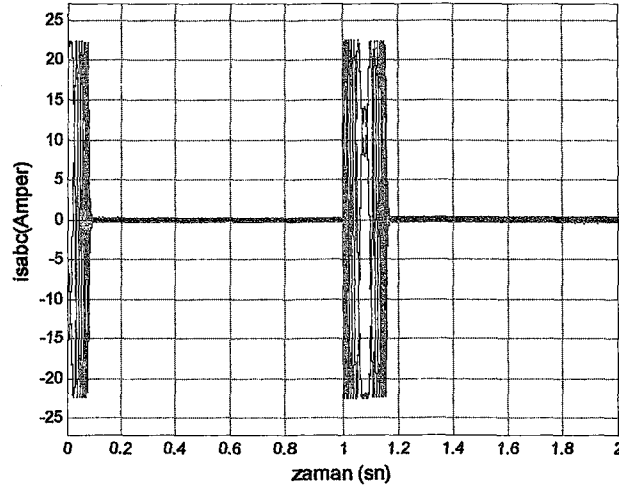
Şekil 5.5 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 5.6 ± 189 rad/sn için motor momentin zamana göre değişimi

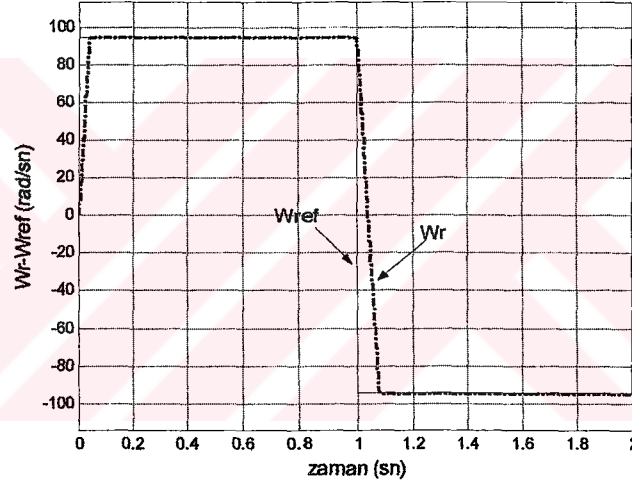


Şekil 5.7 ± 189 rad/sn için motor hızın zamana göre değişimi

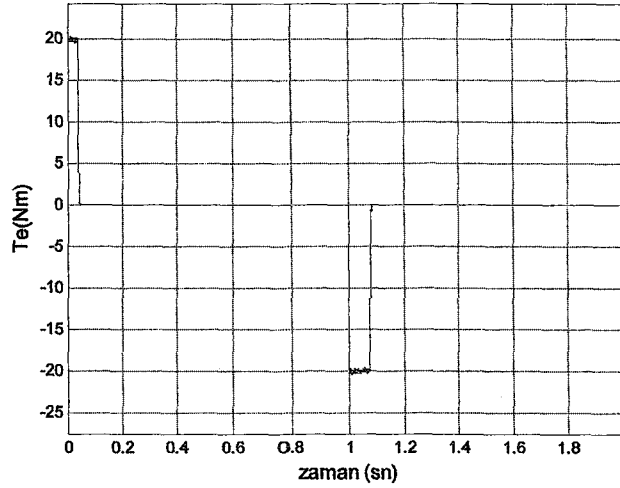


Şekil 5.8 ± 189 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

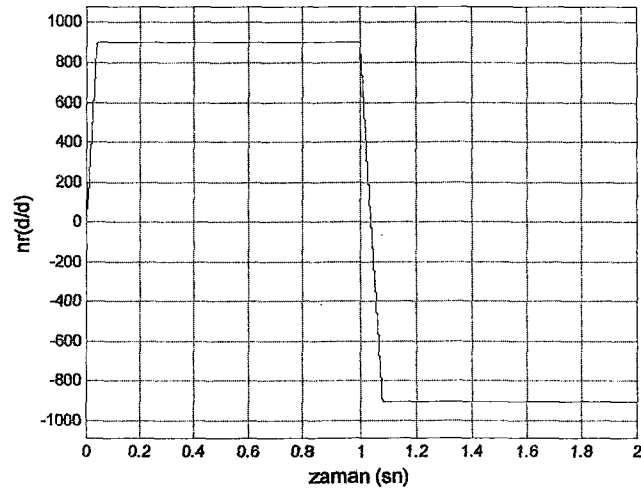
Motor'un yüksüz, PI kontrollü ve 900 d/d durumu için sonuçlar;



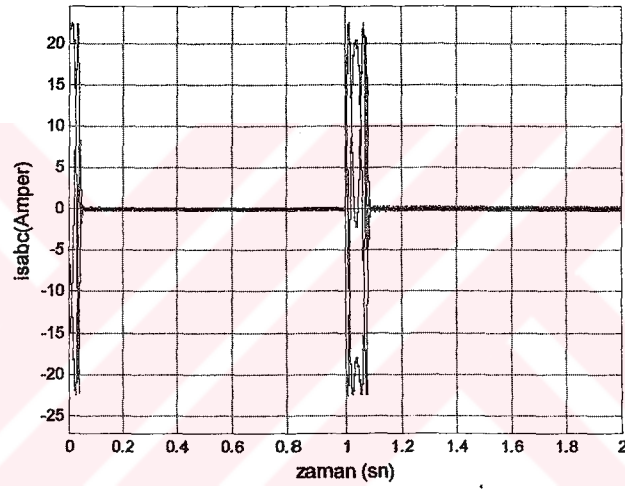
Şekil 5.9 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 5.10 ± 94.2 rad/sn için motor momentin zamana göre değişimi

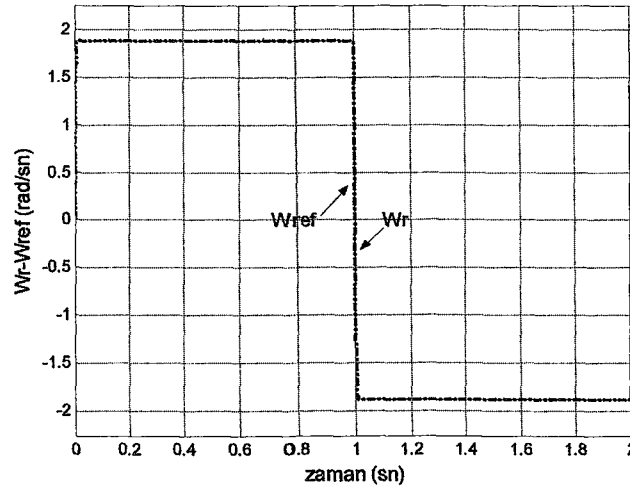


Şekil 5.11 ± 94.2 rad/sn için motor hızın zamana göre değişimi

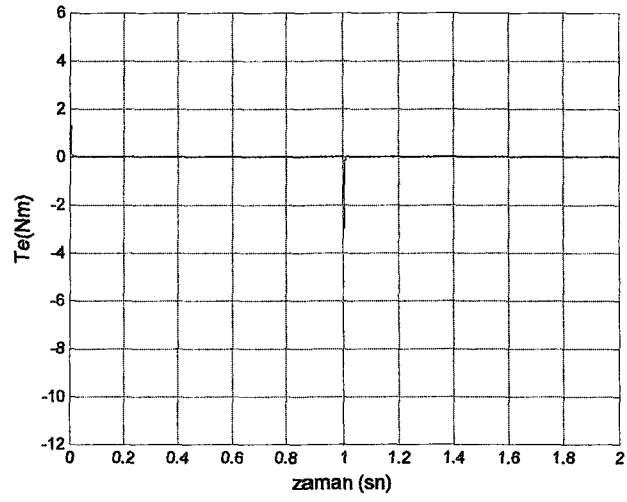


Şekil 5.12 ± 94.2 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

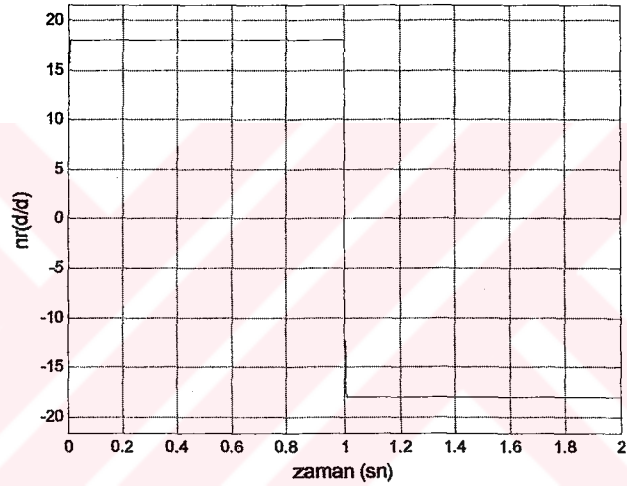
Motor'un yüksüz, PI kontrollü ve 18 d/d durumu için sonuçlar;



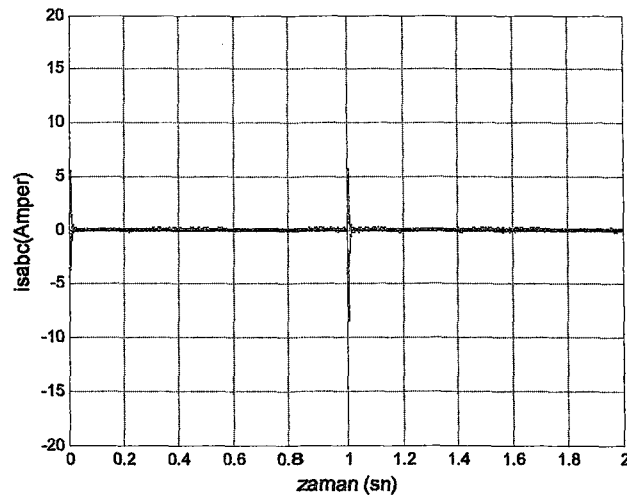
Şekil 5.13 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 5.14 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

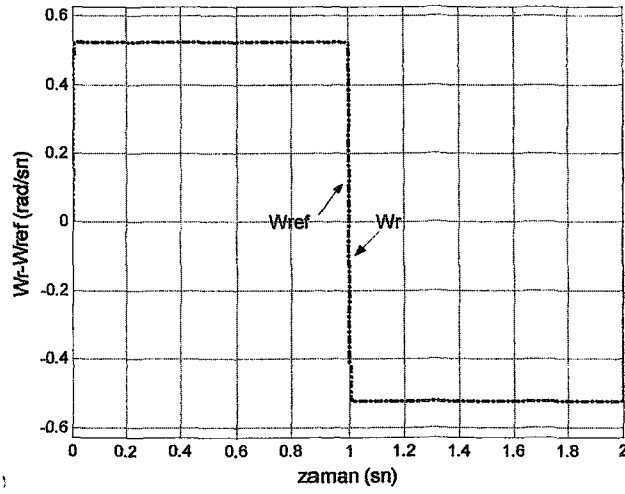


Şekil 5.15 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

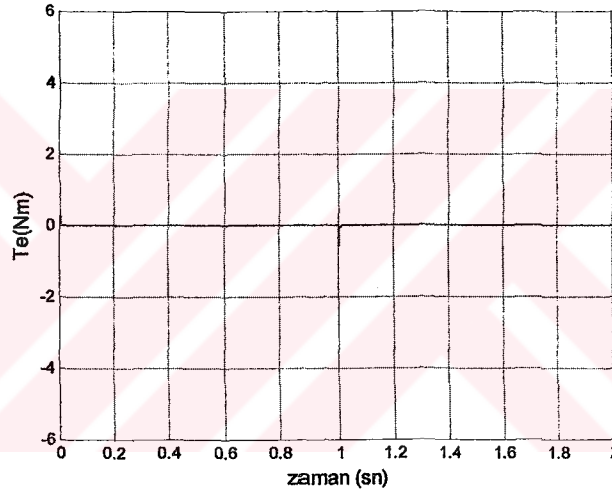


Şekil 5.16 ± 1.885 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

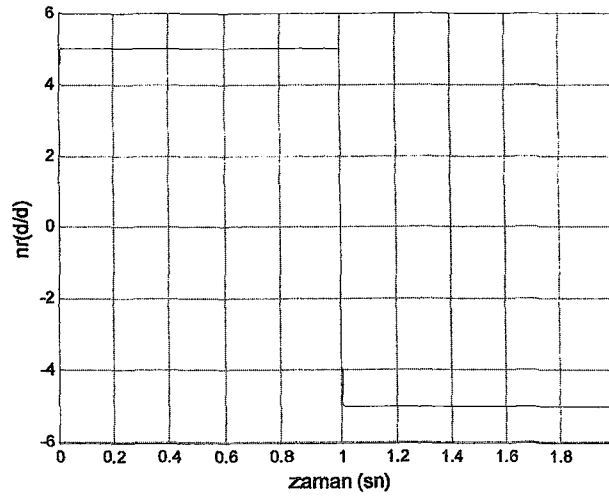
Motor'un yüksüz, PI kontrollü ve 5 d/d durumu için sonuçlar;



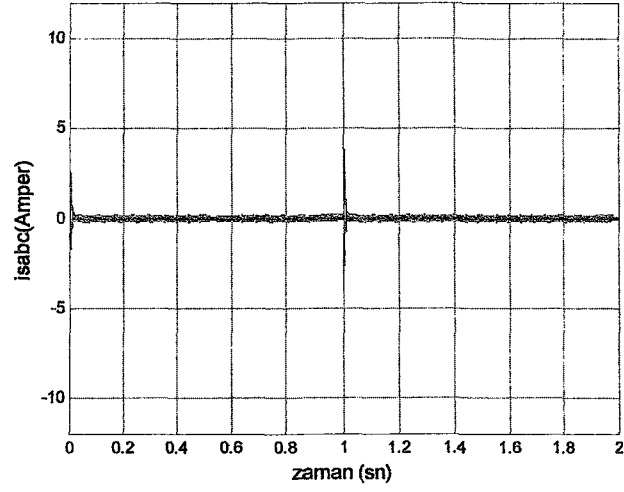
Şekil 5.17 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 5.18 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

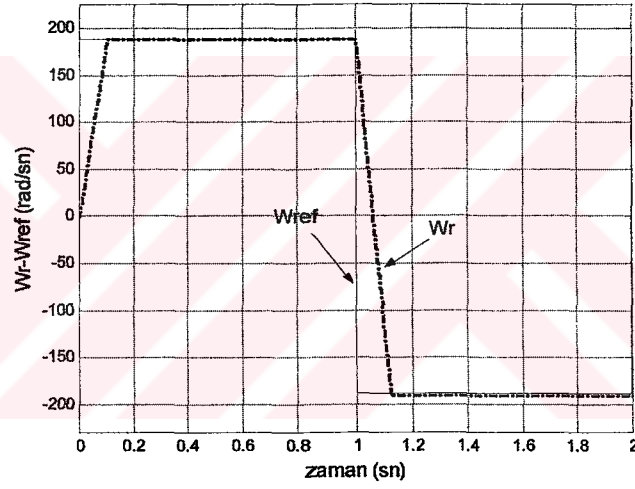


Şekil 5.19 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

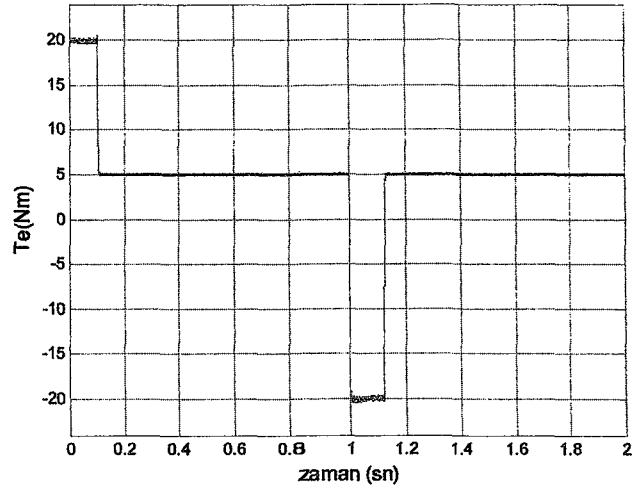


Şekil 5.20 ± 0.5237 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

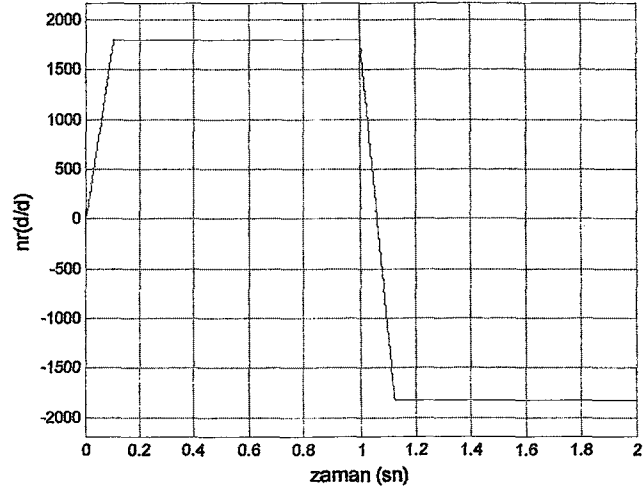
Motor'un $T_L=5$ Nm, PI kontrollü ve 1800 d/d durumu için sonuçlar;



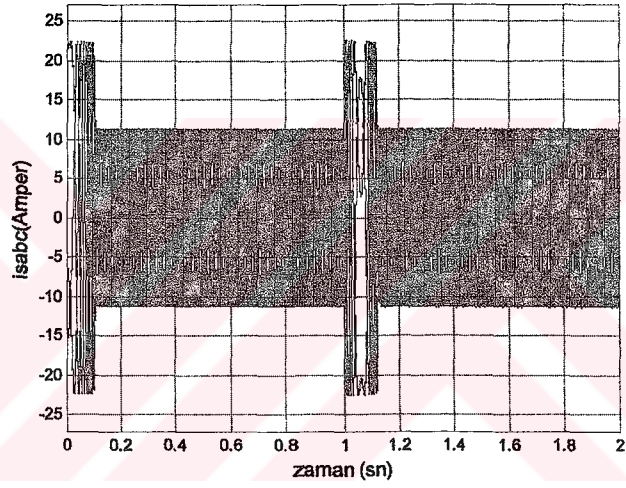
Şekil 5.21 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



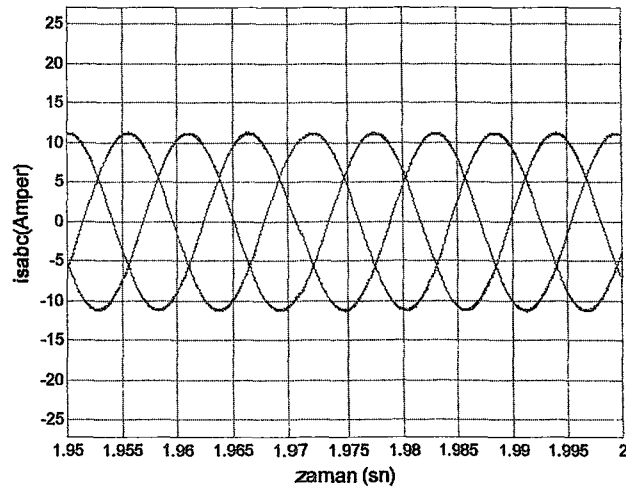
Şekil 5.22 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi



Şekil 5.23 $\pm 189 \text{ rad/sn}$ için motor hızının zamana göre değişimi

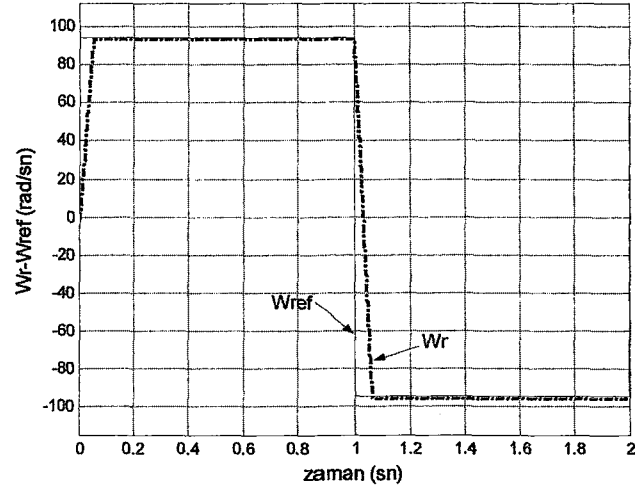


Şekil 5.24 $\pm 189 \text{ rad/sn}$ için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

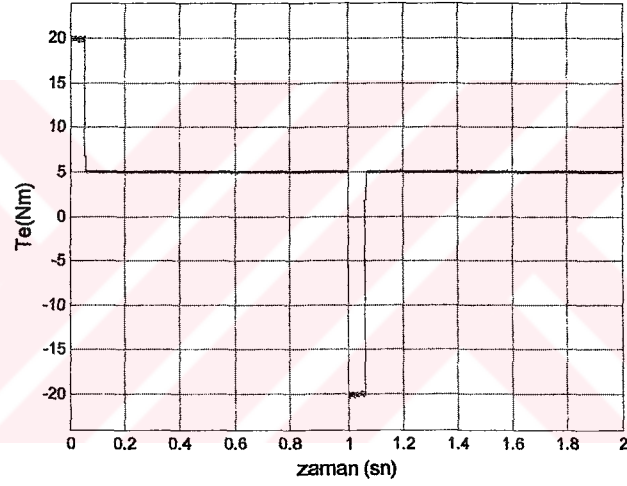


Şekil 5.25 $\pm 189 \text{ rad/sn}$ için motor faz akımlarının açık hali

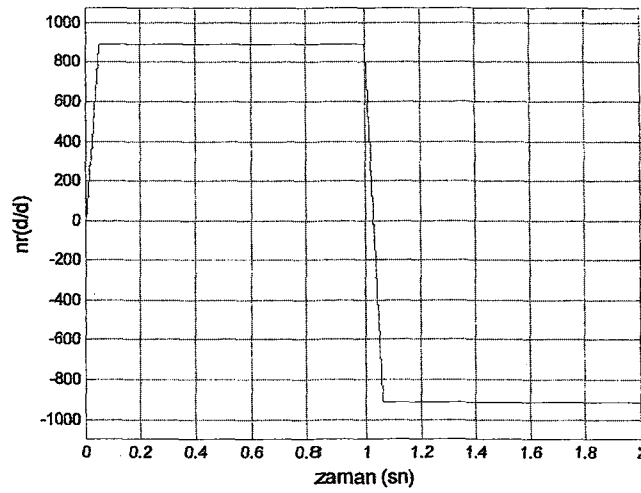
Motor'un $T_L=5$ Nm, PI kontrollü ve 900 d/d durumu için sonuçlar;



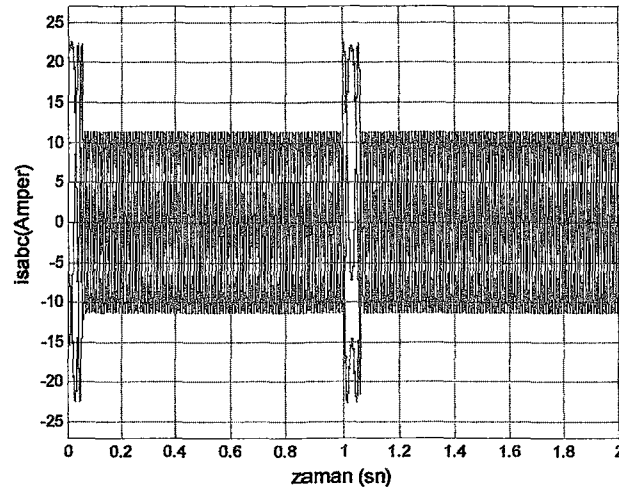
Şekil 5.26 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



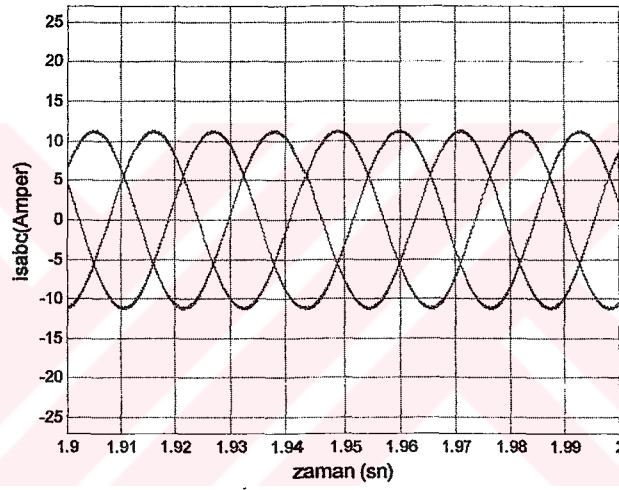
Şekil 5.27 ± 94.2 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi



Şekil 5.28. ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

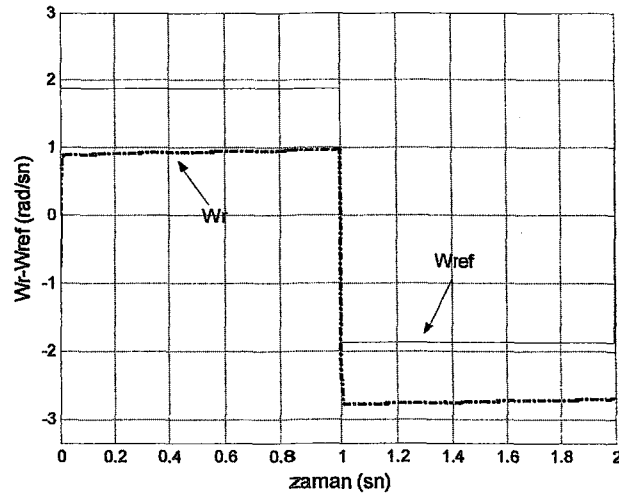


Şekil 5.29 ± 94.2 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

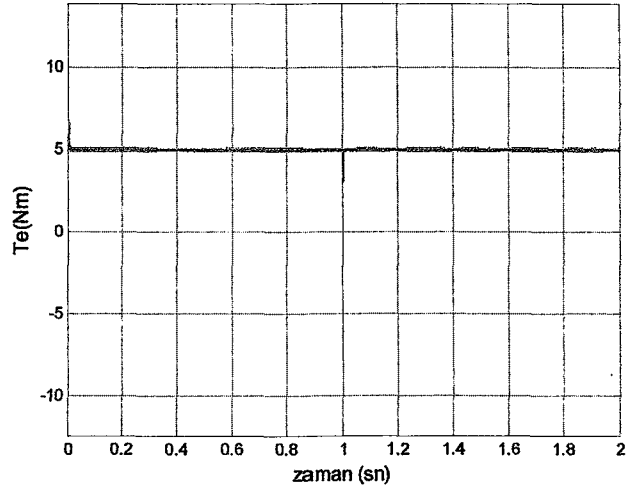


Şekil 5.30 ± 94.2 rad/sn için motor faz akımlarının açık hali

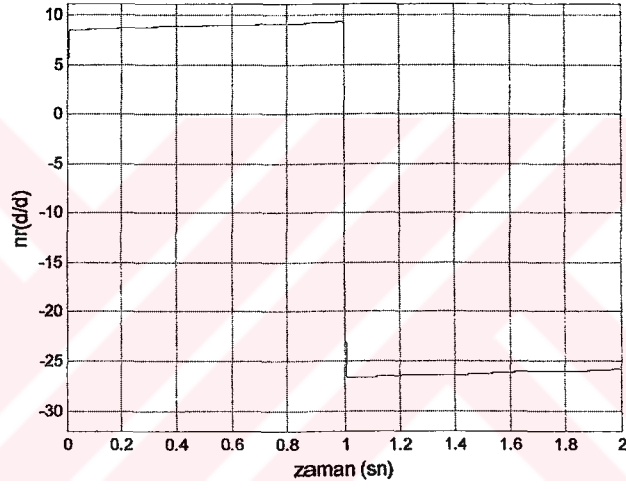
Motor'un $T_L=5$ Nm, PI kontrollü ve 18 d/d durumu için sonuçlar;



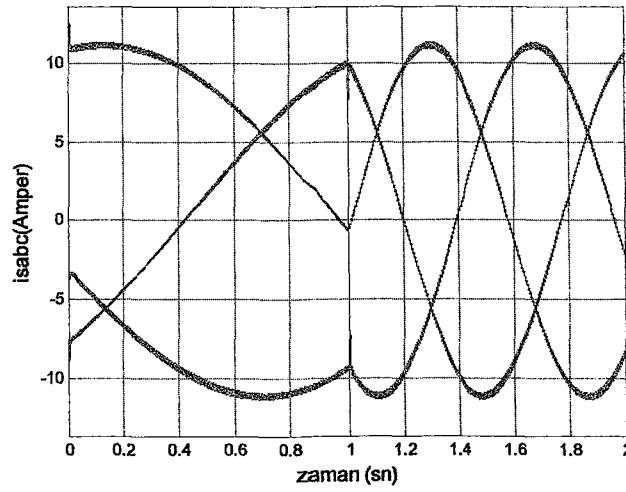
Şekil 5.31 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 5.32 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

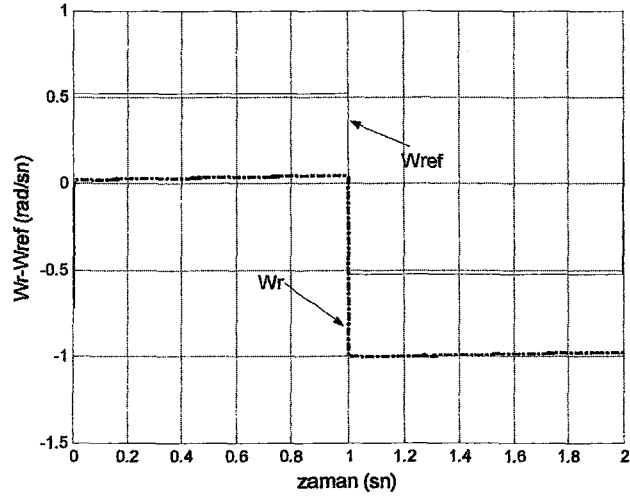


Şekil 5.33 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

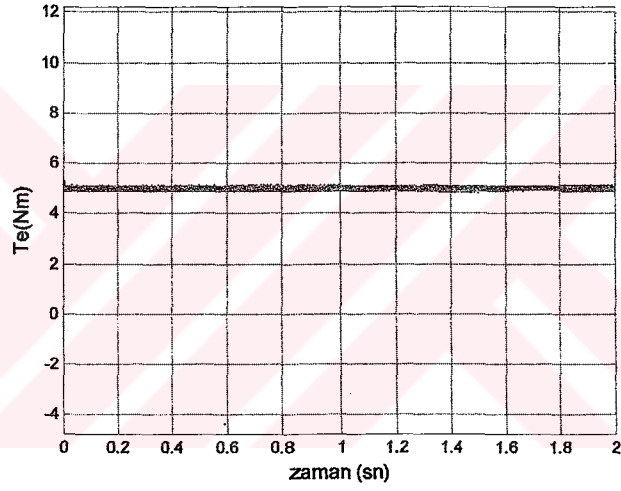


Şekil 5.34 ± 1.885 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

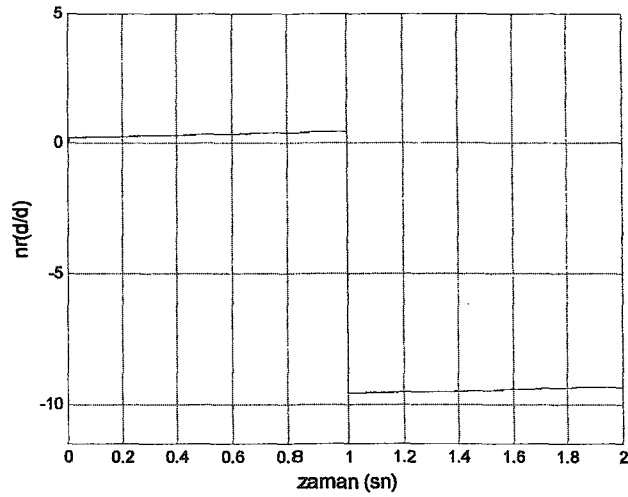
Motor'un $T_L=5$ Nm, PI kontrollü ve 5 d/d durumu için sonuçlar;



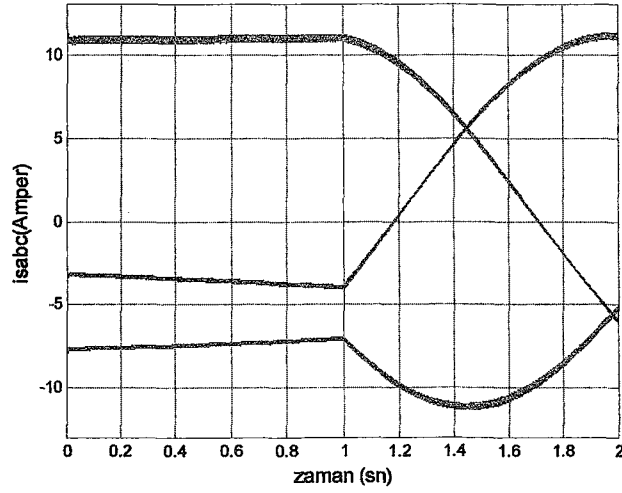
Şekil 5.35 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 5.36 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi



Şekil 5.37 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi



Şekil 5.38 ± 0.5237 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

5.3. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

SynRM'nin akım açısı vektör kontrolünün sayısal benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, motorun yüksüz olarak nominal hızda (1800 d/d), nominal hızın yarısında (900 d/d), düşük hız (18 d/d) ve çok düşük hızlarda (5 d/d)'da çalıştırılmıştır. Geçici rejimde asgari taşma ve hatasız sürekli rejim çalışması elde etmek için tasarlanan PI kontrolörü ile nominal hız durumunda çalıştırıldığında, motor referans hızı takip etmiş, ayrıca motora referans olarak negatif nominal hız değeri verildiğinde ve motorun dört bölgesi çalışmasını içeren grafik Şekil 5.5'te verilmiştir. Geçici rejimde akımın değeri yüksektir, sürekli rejimde ise motor yüksüz çalıştığından çok az akım (≈ 0) çekmektedir. Motor nominal hızın yarısında çalıştırıldığında elde edilen sonuçlar yaklaşık olarak aynıdır. Fakat geçici rejimin daha az sürdüğü Şekil 5.9, 5.10, 5.11 ve 5.12'dan görülmektedir. Düşük hızlarda çalışma durumunda yüksüz durumda motorun yok denecek kadar az bir geçici rejimle referans hızı takip ettiği Şekil 5.13'den görülmektedir. Aynı sonuçlar motor $T_L=5$ Nm yükü yüklenmesi ve 5 d/d'da çalıştığı durum için de alınmıştır. Sonuçlar incelendiğinde, motorun daha uzun sürede referans hızı yakaladığı ve sürekli rejimde daha fazla akım çektiği Şekil 5.21, 5.22, 5.23, 5.24 ve 5.24'de görülmektedir. Düşük hızlarda çalıştırılma durumunda motorun verilen referans hızı yakalayamadığı ve sürekli rejimde belli bir hata olduğu Şekil 5.31 ve 5.35'de görülmektedir. Bu durum nominal durum için tasarlanan PI kontrolörün düşük hız uygulamalarında yeterli performansı sağlayamadığını göstermektedir.

6. SENKRON RELÜKTANS MAKİNANIN AKIM AÇISININ BULANIK MANTIK DENETİMLİ VEKTÖR KONTROLÜ

6.1. Bulanık Mantık

Bilgisayarlar insan beyni gibi akıl yürütemezler. Bilgisayarlarda sıfır ve bir dizilerine indirgenmiş kesin gerçekler ve doğru yada yanlış olan önermeler kullanılır. İnsan beyni ise, “serin hava”, “yüksek hız”, “genç kız” gibi belirsizlik yada değer yargılarını içeren bulanık anlatım ve iddiaların üstesinden gelebilecek biçimde akıl yürütebilir. Ayrıca insan, bilgisayarlardan farklı olarak, hemen her şeyin ancak kısmen doğru olduğu bir dünyada akıl yürütmek için sağduyusunu kullanır. Endüstriyel bir sürecin denetimi için tasarım yapılırken her şeyden önce o sürecin bir dinamik modeline gereksinim vardır. Ancak pratikte bu her zaman mümkün değildir. Süreç içindeki olaylar matematiksel modellemeye el verecek ölçüde açıkça bilinmeyebilir yada bir model kurulabilse bile bunun kontrolör tasarımında kullanılması karmaşık problemlere yol açabilir. Bu gibi sorunlarla karşılaşıldığı zaman genellikle bir uzman kişinin bilgi ve deneyimlerinden yararlanılma yoluna gidilir. Uzman operatör dilsel niteleyiciler olarak tanımlanabilecek; uygun, çok uygun değil, yüksek, biraz yüksek, fazla, çok fazla gibi günlük yaşantımızda sıkça kullandığımız kelimeler doğrultusunda esnek bir denetim mekanizması geliştirir. İşte bulanık denetim de bu tür mantıksal ilişkiler üzerine kurulmuştur.

Kuram ilk kez 1965 yılında aslen Azerbaycan asıllı Prof. Lütfü Askerzâde tarafından literatüre mal edilmesine karşın bu düşünce tarzı batı dünyasında şüphe ile karşılanmış ve oldukça yoğun tenkit almıştır. Ancak 1970 yıllarından sonra doğu ülkeleri ve özellikle Japonya’da bulanık mantık ve sistem kavramlarına önem verilmiştir. Batı dünyası 1975 yılında, Prof. Mamdani ve Assilian tarafından yapılan bir çalışma ile bunun önemi anlaşılmıştır. Yapılan çalışmayla, bir buhar türbininin hızının denetlenmesi için uygulama yapılması düşünülmüş ve bunun içinde bir insanın davranışlarını simgeleyen “eğer türbinin hızı çok hızlı artıyorsa ve basınç da çok düşükse, buhar vanasını biraz aç” şeklinde kurallardan oluşan bir uzman sistem geliştirilmiştir. Bulanık mantık temelli bir tür uzman sistemle türbin hızının ve performansının çok başarılı bir şekilde denetlenebileceği görülmüştür.

Bulanık mantık kuramının ilk önemli endüstriyel uygulaması 1980 yılında çimento sanayisinde olmuştur. Danimarkalı bir firma klasik kontrol yöntemlerinin dışına çıkarak, bulanık mantık denetleyicisi (fuzzy logic controller-FLC) kullanmayı düşünmüş ve çok başarılı sonuçlar elde etmiştir. FLC kullanımı batıda çok yavaş olurken, doğuda ve özellikle de Japonya, Singapur, Kore ve Malezya’da kendisini fazlaca göstermiştir. 1980’den sonra fuzzy sistemli elektrikli süpürgeleri, çamaşır makinaları, asansörler, metro ve şirket işletimi gibi konularda patlama olmuştur.

6.1.1. Bulanık Mantık Kavramları

Bulanık mantık model, temel sistem tasarımını mühendislik deneyimlerine dayandıran bir teknolojidir. Bulanık mantık sistem davranışını tanımlamak için dilsel değişkenler kullanılır ve bu sayede tam bir matematiksel modellemeye olan ihtiyaç ortadan kalkar. Bir sistemde, zaman kısıtlaması ve çok parametrenin olması halinde, sistem tasarımı esnasında veya tasarım bilgisi mevcut ise sistem için bulanık mantık uygulaması daha iyi olur. Bulanık mantığın, mühendislik tecrübe ve deneyimlerini bilinen modelleme anlayışı ile birleştirmesi sonucunda, sistem performansının artması, varolan tasarımlara yeni fonksiyonlar kazandırması, gelişme sürecini ve pazara sunma süresini ileri geliştirme programları kullanarak kısaltması, insan düşünme tarzına yakın olması, uygulananın matematiksel modele ihtiyaç duymaması, yazılımının basit olması dolayısıyla ucuza mal edilebilmesi gibi sayılabilecek bir çok avantajı vardır.

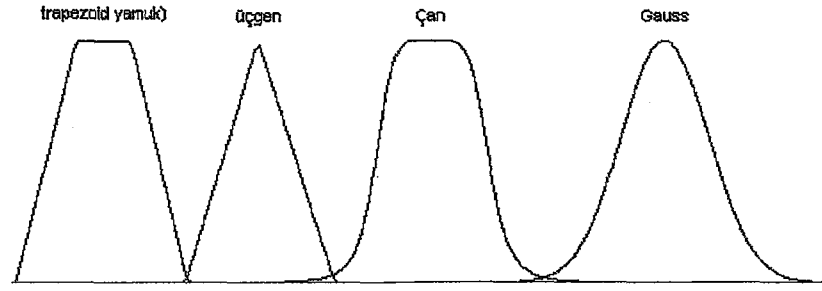
6.1.1.1. Dilsel Değişkenlerin Tanımlanması

Dilsel değişkenlerin tanımlanması yapılırken, dilsel terimlerin sayısı ve isimler belirlenir. Genelde 3, 5 veya 7 terim kullanılabilir. Dilsel değişkenlerin seçiminde göz önünde bulundurulacak hususlar, kontrol yönteminde kullanılacak kuralların bazılarının tespiti, değişken aralığının dilsel olarak bulunması ve deneyimdir. Bir çok bulanık mantık sisteminin tasarımından sonra dilsel değişkenlerin seçimi kolaylaşır.

Üyelik fonksiyonlarının tanımlanırken, terim ismine en uygun temel değerler belirlenir ve bu değer $\mu = 1$ noktası (üyelik derecesi), komşu terimler için de $\mu = 0$ noktaları olacak şekilde noktalar birleştirilir, her terim için bu işlemler ayrı ayrı tekrarlanır.

6.1.1.2. Üyelik Fonksiyonlar

Üyelik fonksiyonları, insanların gerçek değerleri yorumlama şekillerini sadece yaklaşık olarak ifade edebilen matematiksel fonksiyonlardır. Üyelik fonksiyonu olarak bir çok fonksiyon (s , π , z , üçgen, trapezoidal, düz π , dikdörtgen, tek fonksiyon gibi) kullanılır. Bunlardan en çok üçgen fonksiyonu kullanılır. Çünkü bu fonksiyonu matematiksel olarak ifade etmek ve uygulamak diğerlerine göre daha kolaydır. Seçilen fonksiyon sistemin çalışmasını iyi ya da kötü yönde etkileyecektir.



Şekil 6.1. Bazı Üyelik Fonksiyon Tipleri

6.1.1.3. Bulanık Kümenin Tanımı

Bulanık mantık sisteminde, kontrol yöntemi “eğer o halde” kuralları ile tanımlanır.

[33] EĞER <ön şart> İSE <sonuç>

<ön şart> belirli bir durumu tanımlar, <sonuç> ise sistemin bu durum için vermesi gereken tepkiyi kapsar. <ön şart> birden fazla şartı içinde tutabilir. Bu şartlar ve, veya deyimleri ile birleştirilir.

6.1.1.4. Bulanık Çıkarım

Bulanık çıkarım iki adımda yapılır:

Toplama: Toplama adımında giriş değişkenlerinin bulanıklaştırılmış değerleri ön şart kuralı altında işlenir. Bu sonuç her kuralın o andaki durum için uygulanabilmesi derecesini belirtir. Bu işlemin boole cebirindeki karşılığı ve işlemidir.

Derleme: Bu adımda o anki duruma göre yapılacak işlev belirlenir. İşlev, kuralların <sonuç>’ları olarak tanımlıdır ve kuralı o anki duruma uygulanabileceği ne kadar fazla ise sonuç da o kadar fazla etkilenecektir.

6.1.1.5. Durulama

Bulanık çıkarımın sonucu kural sonuçlarının doğruluk dereceleridir. Bulanık mantık sisteminin çıkışının bir gerçek değer olması gerektiğinden durulama (defuzzification) gereklidir. Böyle bir dönüşüm dilsel terimlerin temel değişken ile aralarındaki ilişkiyi göz önüne almalıdır. Tüm kuralların sonuçları, karşılıklı terimlerin üyelik fonksiyonları ile birebir eşlenir. Elde edilen tek üyelik fonksiyonu, istenen çıkışı tanımlayan bulanık bir kümedir. Ancak, çıkışta tek bir değer istenildiğinden, bu üyelik fonksiyonu tek bir değere sıkıştırılmalıdır. Durulama işlemi, ağırlık merkezi, maksimumların ortalaması, soldakilerin maksimumlar ve sağdakilerin maksimumları kullanarak yapılabilir.

Sonuç olarak:

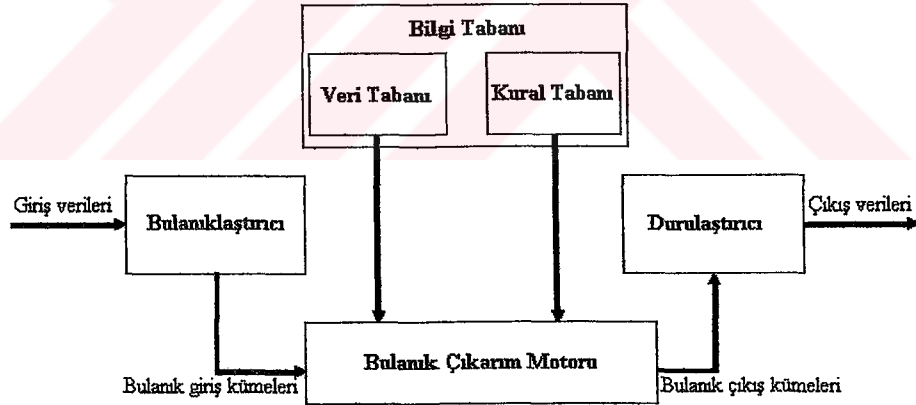
- Bulanık mantık, lineer kontrol modelinin bir üst kümesi gibidir. Bu yüzden, bulanık mantık geleneksel kontrolün bir genelleştirilmiş halidir.
- Bulanık mantığın gücü basit şeyleri basit olarak tutmaktır, zaten bir çok uygulama karmaşık model temelli çözüm getirmemektedir. Bulanık mantık çözümünde, daha az bir çaba ile daha iyi iş yapılır.
- Bulanık mantık, mühendislik deneyimini etkin bir çözüme aktarmanın en kısa yoludur.

6.1.2. Bulanık Denetleyiciler

Bulanık denetleyiciler, klasik denetleyicilere göre çok daha yeni olmasına karşın giderek artan sayıda uygulamada kullanılmaktadır. Bulanık denetleyiciler klasik denetleyicilerden esinlenerek bulanık PD, bulanık PI, bulanık PID ve karma denetleyiciler şeklinde farklı yapılarda tasarlanmaktadır [34].

6.1.2.1. Bulanık Denetleyici Yapısı

Bulanık denetleyici ve klasik denetleyici tasarlanırken sistemin kararlılığı, performansı gibi aynı kontrol problemleri çözülmeye çalışılır. Burada temelde şu farklılık vardır. Klasik denetleyiciler sürecin matematiksel modeline göre tasarlanır. Bulanık denetleyiciler ise uzman bilgisinden yararlanarak elde edilen eğer-ise kuralları sentez edilerek tasarlanır.



Şekil 6.2. Bulanık Kontrol Blok Diyagramı

- Bulanıklaştırıcı:** Bu bölüm, giriş değişkenlerini (gerçek sayıları) ölçer, onlar üzerinde bir ölçek değişikliği yapar ve bulanık giriş kümelerine dönüştürür.
- Bulanık Çıkarım Motoru:** Burada kurallar üzerinde bulanık mantık yürütülür yani insan beyninin düşünme şeklinin bir benzetimi yapılmaya çalışılır.
- Veri Tabanı:** Bulanık çıkarım motoru, kural tabanında kullanılan bulanık kümelerini bu bölümden alır.

- d. Kural Tabanı: Kontrol amaçlarına uygun dilsel denetim kuralları burada bulunur ve bulanık bilgiler bulanık çıkarım motoruna burada verilir.
- e. Durulaştırıcı: Çıkarım motorunun bulanık küme çıkışları üzerinde gerekli ölçek değişkenlerini yapar ve bunları gerçek sayılara dönüştürür.

Bulanık denetleyicinin gerçekleşmesinde, denetlenecek sistemin bir matematiksel modelinden ziyade o sistemi çalışan operatörün sistem davranışı konusunda sahip olduğu bilgiler önemlidir. Tasarım safhasında genellikle bu tür bilgilerden yararlanılır. Bu tür yaklaşım, uzun yıllar boyunca kazanılan deneyimlerin denetleyici içersine, yorumlanmış halde kolaylıkla yerleştirilmesine olanak sağlar. Bu yararın yanı sıra getirdiği sakınca denetleyici tasarımında belirli bir otomasyon elde edilememesidir. Buna rağmen, bulanık denetleyicinin en önemli kısmını oluşturan kural tabanının oluşturulması için kullanılabilecek çeşitli yaklaşımlar şunlardır:

1. Bir uzmanın bilgi ve/veya deneyimlerinden yararlanmak
2. Sürecin bir bulanık modelini kullanmak
3. Operatörün süreç üzerinde yaptığı işlemleri kullanmak
4. Öğrenen algoritmaları uygulamak

Bulanık mantık tabanlı kontrolörler geleneksel kontrolörlere göre bir çok avantajlara sahip olmasına rağmen, aşağıdaki gibi bazı sınırlamalara ve dezavantajlara da sahiptir.

1. Değişkenlerin fuzzy kümelerini, üyelik fonksiyonlarının şekil, eğimlerinin ve kural tabanının seçimi için tanımlı bir kriter yoktur.
2. Fuzzy kontrolör için sistematik bir dizayn prosedürü yoktur.
3. Sistemin analizi zordur.
4. Bir fuzzy lojik PI kontrolör gerçekleştirmek için kontrol yazılımı dijital PI kontrolöre göre daha geniştir.
5. Bulanık kontrolde kullanılan kurallar deneyime çok bağlıdır.
6. Üyelik işlevlerinin seçiminde belirli bir yöntem yoktur. En uygun işlev deneme ile bulunur, bu da oldukça uzun bir zaman bulabilir.
7. Denetlenen sistemin bir kararlılık analizi yapılamaz, sistemin nasıl cevap vereceği önceden kestirilemez. Yapılacak tek şey simülasyondur.

Bir bulanık kontrolörü dizayn etmekte takip edilmesi gereken aşamalar ise şöyle sıralanabilir: Analiz yaparken bunu iki bölüme ayırmak daha yararlı olmaktadır.

1. Statik özellikler:
 - a. Kuralların tam olması
 - b. Aralarındaki bağlantıların tam olması
 - c. Kararlılıklar

d. Duyarsızlıklar

2. Dinamik özellikler:

a. Adaptif yapılar

Bulanık denetleyici tasarlanırken uygulanan yöntemler temelde iki kategoriye ayrılır. İlk yöntem deneme yanılma yöntemi, ikinci ise teorik yöntemlerdir. Deneme yanılma yöntemi ile veya eldeki uzman bilgilerini kullanarak sistem hakkında çeşitli EĞER-İSE kuralları oluşturulur ve sonra gerçek sistem test edilir. İstenen performans sağlanmıyorsa kurallar üzerinde değişiklikler yapılır, ince ayar kuralları oluşturulur ve sistem istenen performansı sağlayıncaya kadar test edilir. Teorik yaklaşımda ise bulanık kontrol yapısı ve parametreleri istenen performansı garanti edecek şekilde tasarlanır. Pratikte en iyi performansı sağlayan kontrolü tasarlamak için iki yöntemi beraber kullanmak mümkündür [35].

6.1.2.2. Bulanık Kontrolörlerin Ayarlanması

Bir kontrol problemi bir ayar noktası etrafında çıkış ayarlanması gerektiriyorsa, genelde sisteme giriş olarak hata düşünülür. Hatta hatanın integrali veya hatanın türevi de iyi bir giriş olarak göz önüne alınabilir. Bulanıklaştırılmış PID kontrolörde, yükselme zamanı, taşma ve yerleşme zamanı üzerinde her bir kazanç faktörünün etkisini anlatmak zordur.

PID kontrolörler değişik yollarla ayarlanabilir. Bunlardan bazıları elle-ayar, Zeigler-Nichols tunning, analitik metotlar, optimizasyon yoluyla, kutup yerleştirme veya otomatik ayardır[36-37] .

Fuzzy kontrolörler belirli koşullar altında PID kontrolörler ile benzerlikler gösterir [33-38-39]. Fakat tabi ki PID tipi fuzzy kontrolörler ile PID ayarlama metotları arasında farklılıklar vardır.

Bilinen PI dizayn teknikleri kullanılarak fuzzy kontrolörler gerçekleştirilebilir. Bunlar şöyle sıralanabilir:

1. Bir PI kontrolör ayarı,
2. Bunun bir eşdeğer lineer fuzzy kontrolör ile yer değiştirilmesi,
3. Nonlineer fuzzy kontrolör yapılması,

PI kontrolü iyi ayarlamak için gerekli yöntemler üstte belirtilmiştir.

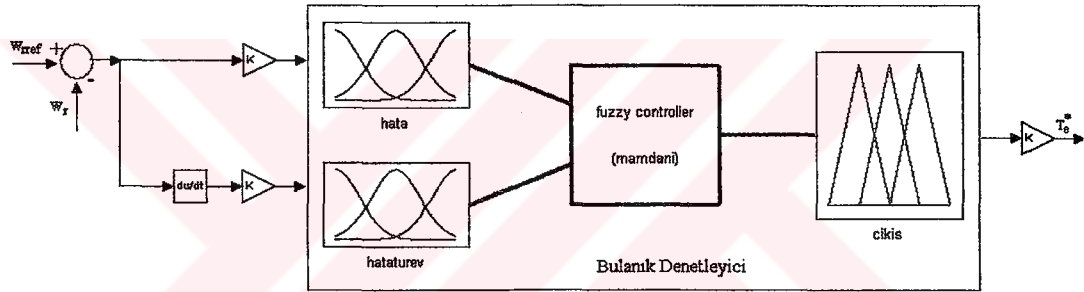
Dizayn prosedüründeki ikinci adım, PI kontrol kurallarını lineer bir fuzzy kontrolör ile değiştirmektir. Bir fuzzy kontrolörde nonlineerliğin üç kaynağı vardır. Kural tabanındaki kurallar genellikle nonlineer bir kontrol yöntemi olarak ifade edilir. Çıkarım makinesi ve/veya ilişkilerini min, max gerçekleştiriyorsa bunlar nonlineerdir. Durulama için kullanılan çoğu

metot nonlineerdir. Lineer bir giriş çıkış eşleşmesi ile bir kural tablosunun yapılması mümkündür.

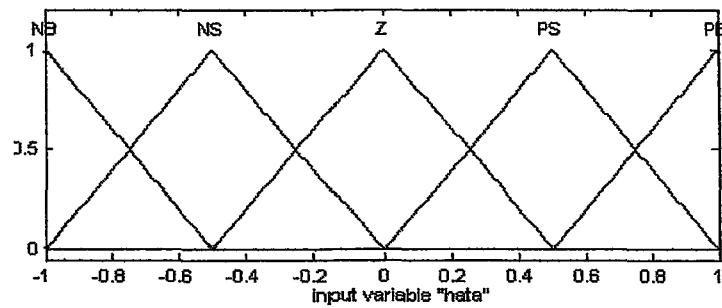
Dizayn prosedüründeki üçüncü adım PI kazançlarını fuzzy kontrolöre dönüştürmektir. Bu işlemler yapıldığında tasarlanan PI kontrolöre göre en uygun fuzzy kontrolör elde edilmiş olacaktır.

6.2. Senkron Relüktans Makinasının Akım Açısının Bulanık Mantık Denetimli Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi

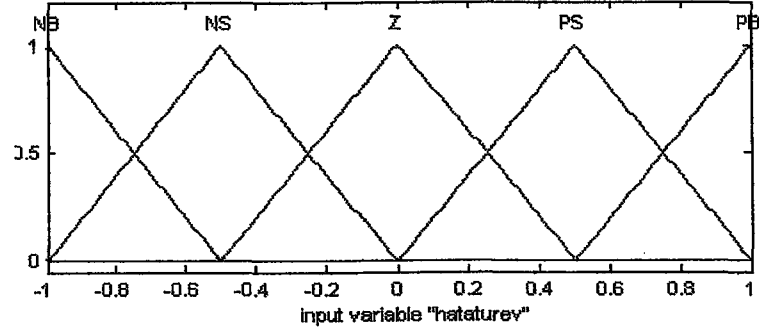
Benzetim oluşturulurken Şekil 5.1'deki hız kontrolörü yerine bulanık mantık denetleyici yerleştirilerek benzetim elde edilmiştir. Bulanık mantık denetleyicisinin elde edilmesi Bölüm 6.1.2.'de ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır. Kullanılan bulanık mantık denetleyicisinin genel yapısı Şekil 6.3'de verilmiştir.



Şekil 6.3. Hız kontrolünde kullanılan Bulanık Mantık Denetleyicisinin genel yapısı



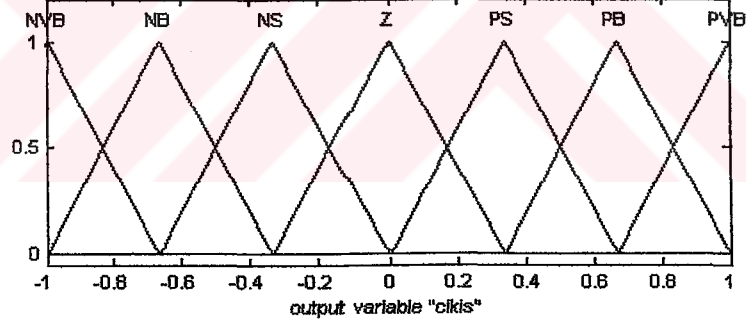
Şekil 6.4. Bulanık Mantık Denetleyicisinin giriş "hata" üyelik fonksiyonları



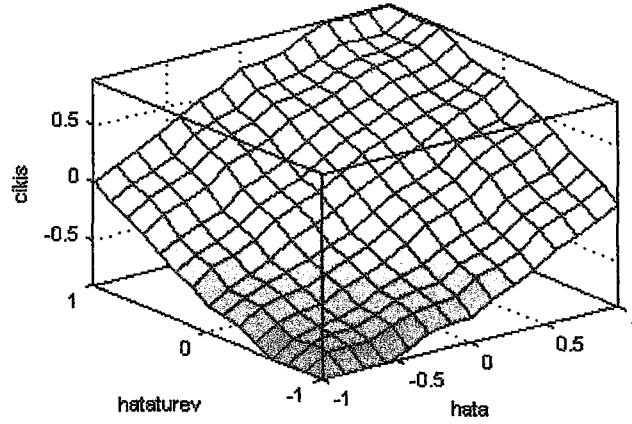
Şekil 6.5. Bulanık Mantık Denetleyicisinin giriş “hatatürev” üyelik fonksiyonları

e de	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NVB	NVB	NB	NS	Z
NS	NVB	NB	NS	Z	PS
Z	NA	NS	Z	PS	PB
PS	NS	Z	PS	PB	PVB
PB	Z	PS	PB	PVB	PVB

Şekil 6.6. Bulanık Mantık Denetleyicisinin kural tabanı (e: hata, de: hatanın türevi)



Şekil 6.7. Bulanık Mantık Denetleyicisinin çıkış “cikis” üyelik fonksiyonları

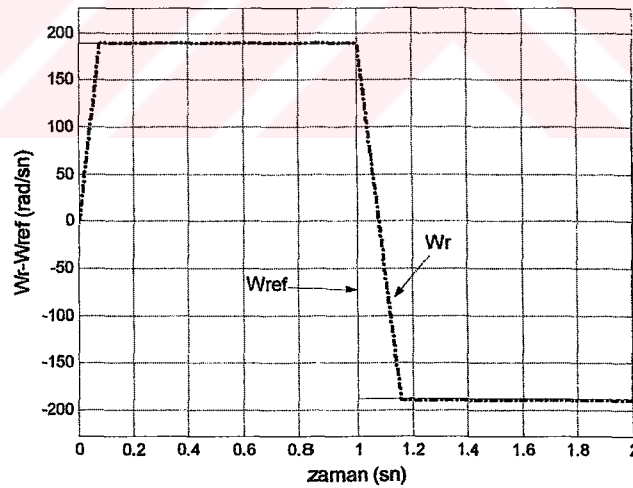


Şekil 6.8 Bulanık mantık denetleyicinin giriş-çıkış değişimi

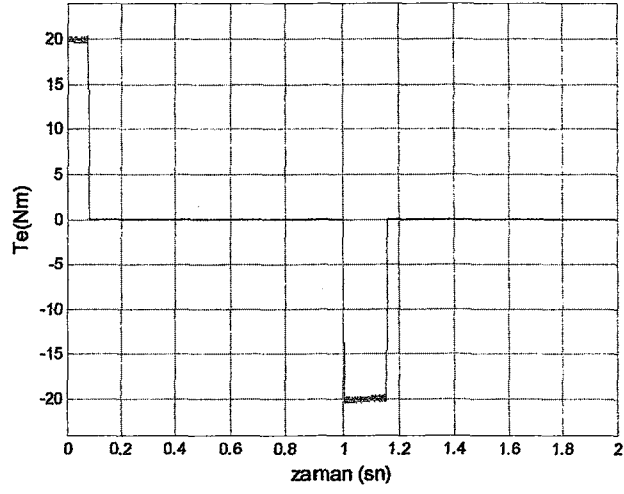
Şekil 6.4'te denetleyici girişlerinden olan hatanın üyelik fonksiyonu, Şekil 6.5'te yine denetleyici girişlerinden olan hata türevinin üyelik fonksiyonu, Şekil 6.6'da denetleyicinin kural tabanı, Şekil 6.7'de denetleyici çıkışının üyelik fonksiyonu ve Şekil 6.8'de ise denetleyicinin giriş büyüklüklerine göre çıkışının değişimi verilmiştir.

6.3. Senkron Relüktans Makinanın Akım Açısının Bulanık Mantık Denetimli Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimine Ait Sonuçlar

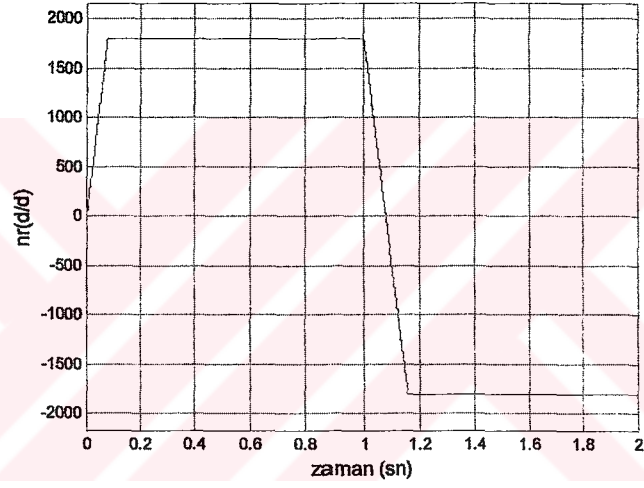
Motor'un yüksüz, bulanık mantık denetleyicili ve 1800 d/d durumu için sonuçlar;



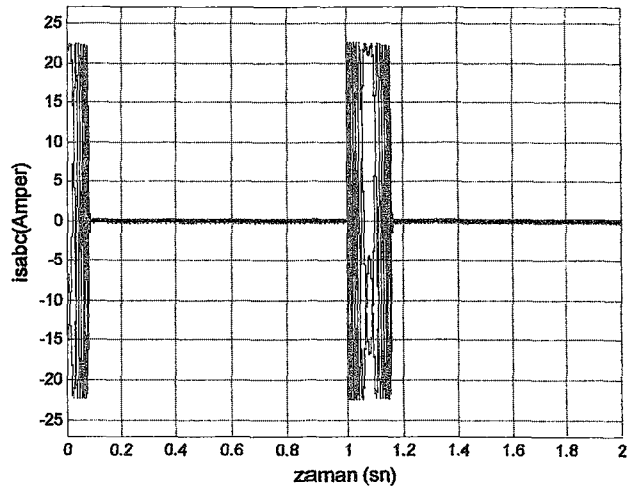
Şekil 6.9 ± 189 rad/sn ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 6.10 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

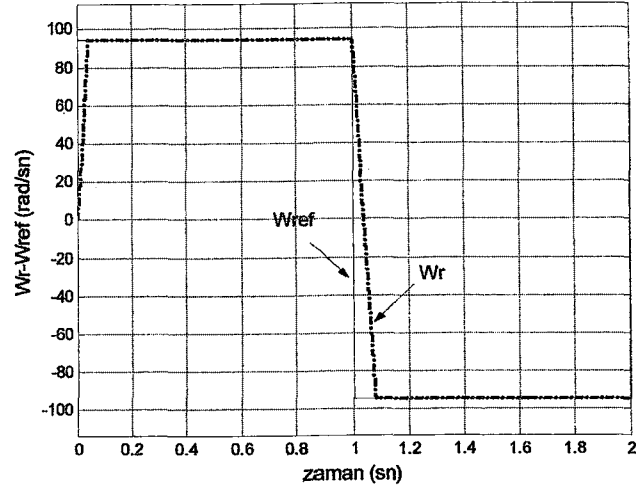


Şekil 6.11 ± 189 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

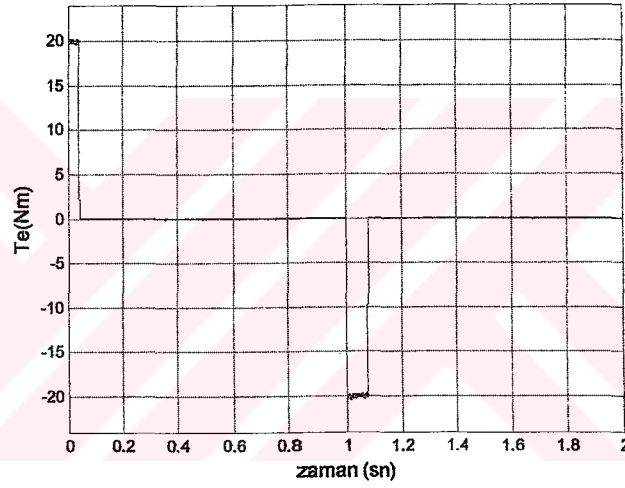


Şekil 6.12 ± 189 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

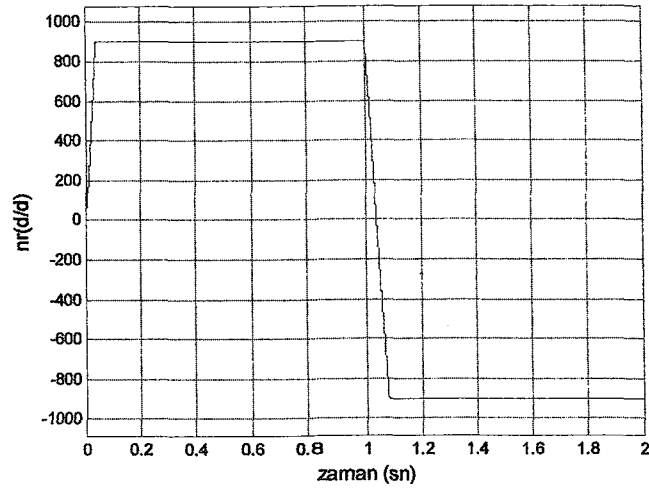
Motor'un ykstz, bulanık mantık denetleyicili ve 900 d/d durumu için sonuçlar;



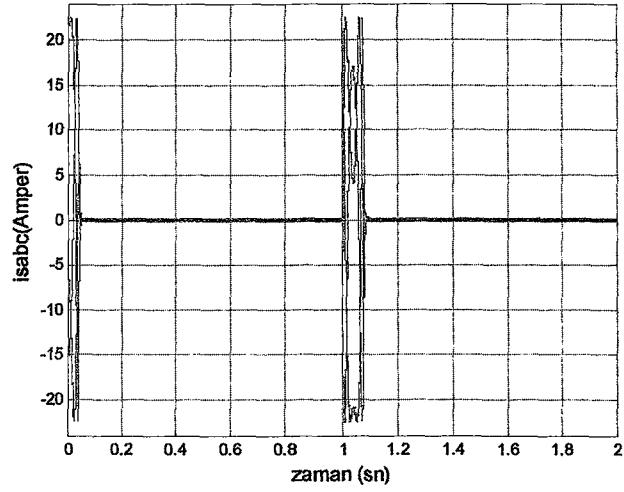
Şekil 6.13 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 6.14 ± 94.2 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

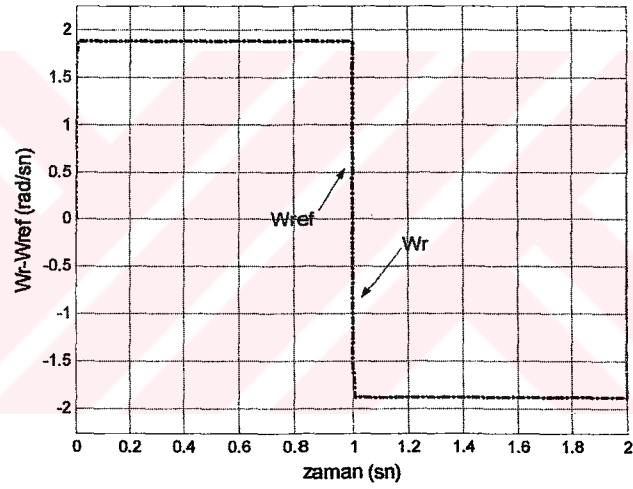


Şekil 6.15 ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

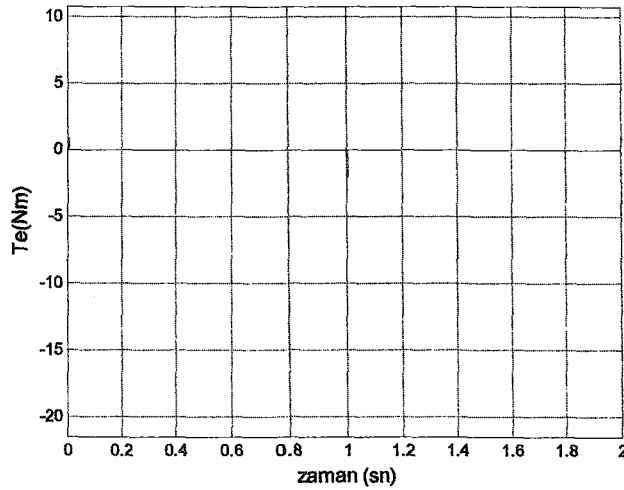


Şekil 6.16 ± 94.2 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

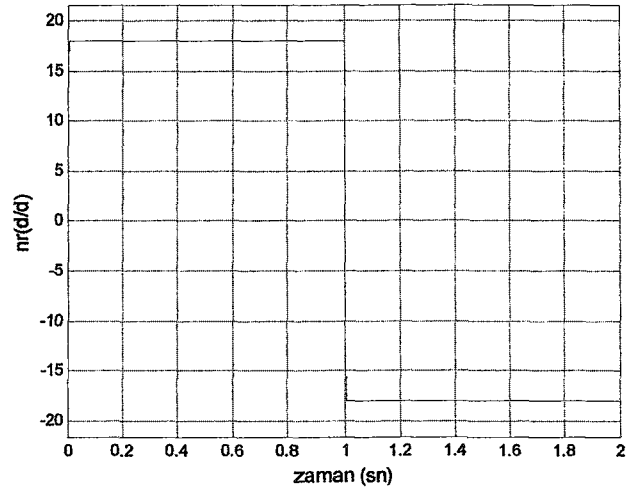
Motor'un yüksüz, bulanık mantık denetleyicili ve 18 d/d durumu için sonuçlar;



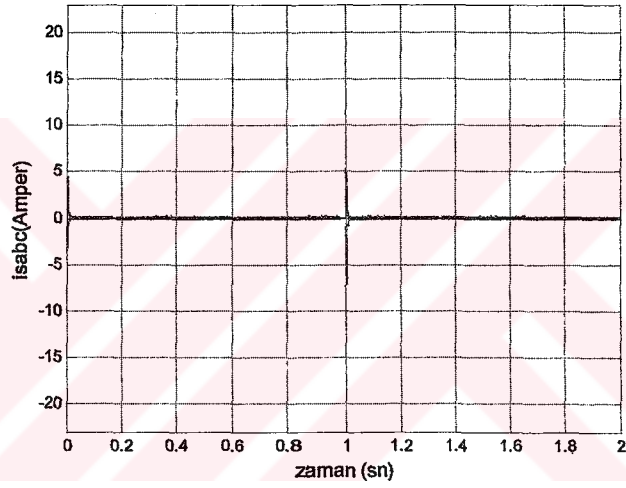
Şekil 6.17 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 6.18 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

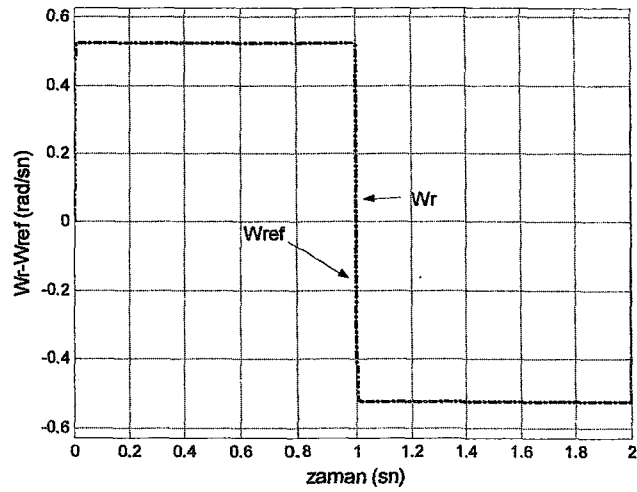


Şekil 6.19 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

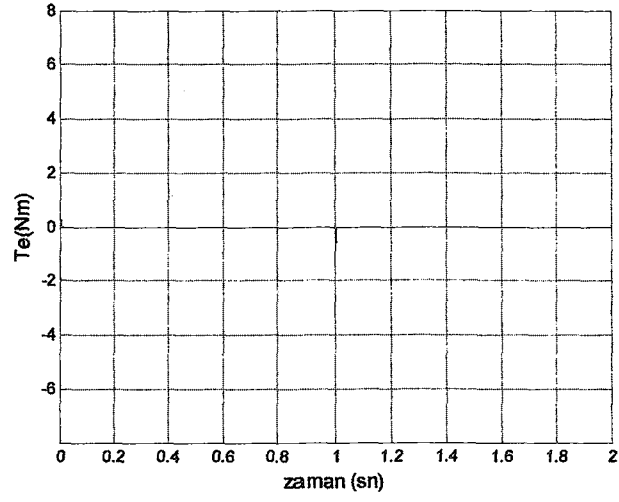


Şekil 6.20 ± 1.885 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

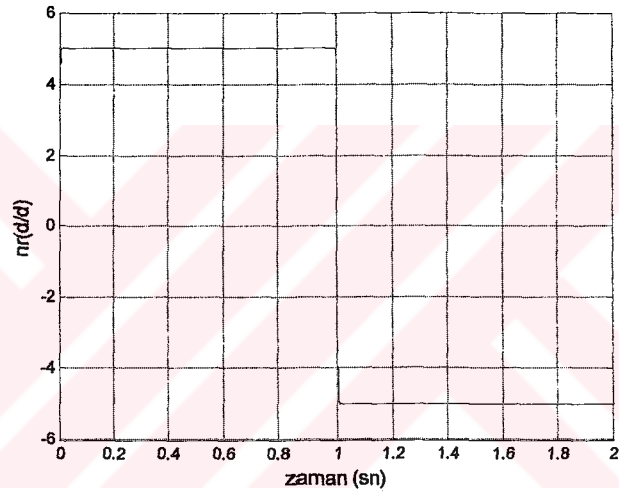
Motor'un yüksüz, bulanık mantık denetleyicili ve 5 d/d durumu için sonuçlar;



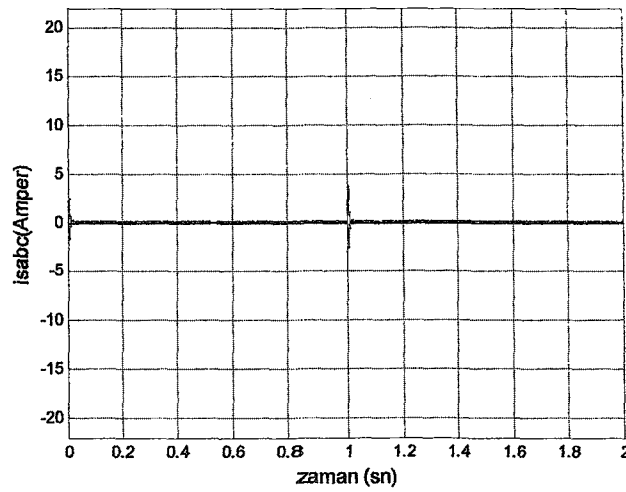
Şekil 6.21 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 6.22 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

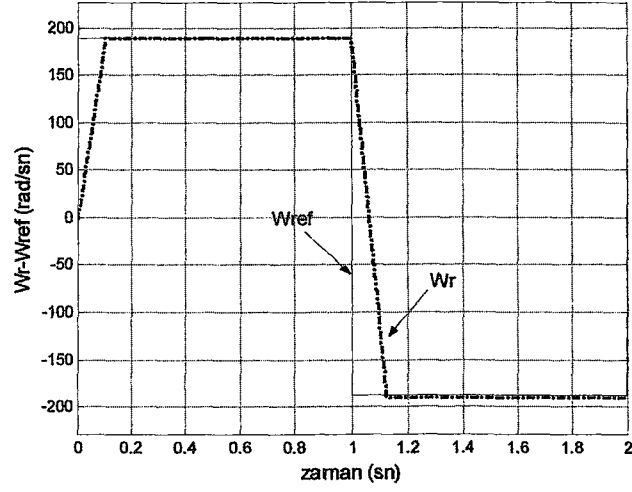


Şekil 6.23 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

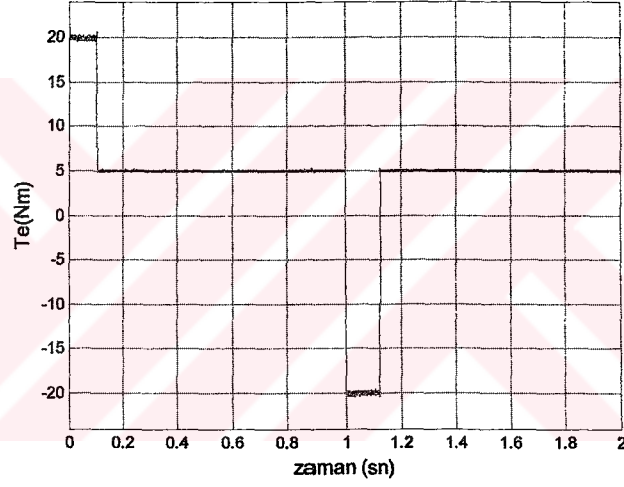


Şekil 6.24 ± 0.5237 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

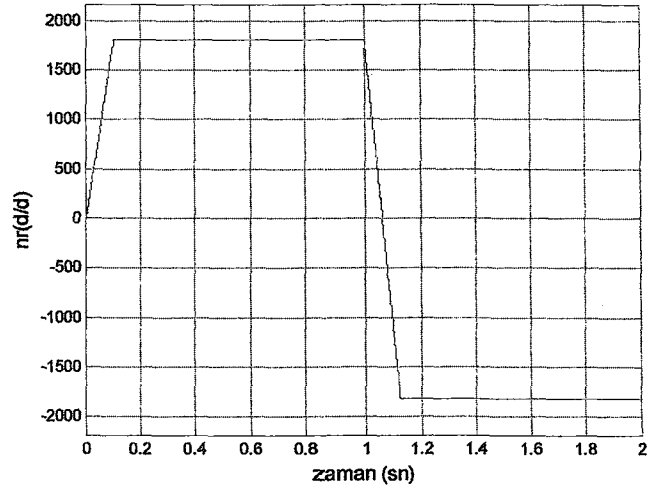
Motor'un $T_L=5$ Nm, bulanık mantık denetleyicili ve 1800 d/d durumu için sonuçlar;



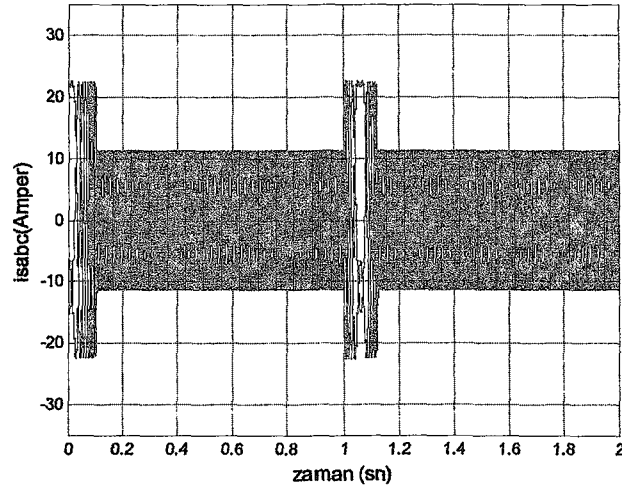
Şekil 6.25 ± 189 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



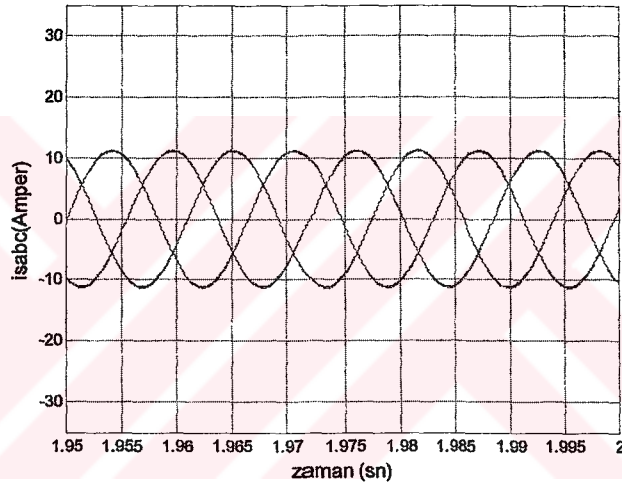
Şekil 6.26 ± 189 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi



Şekil 6.27 ± 189 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

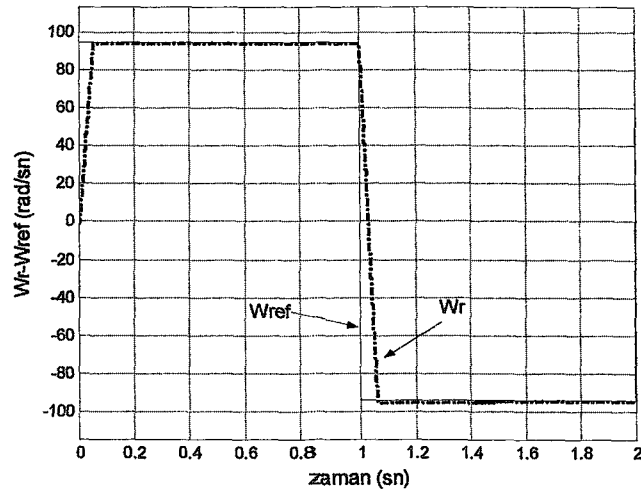


Şekil 6.28 ± 189 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

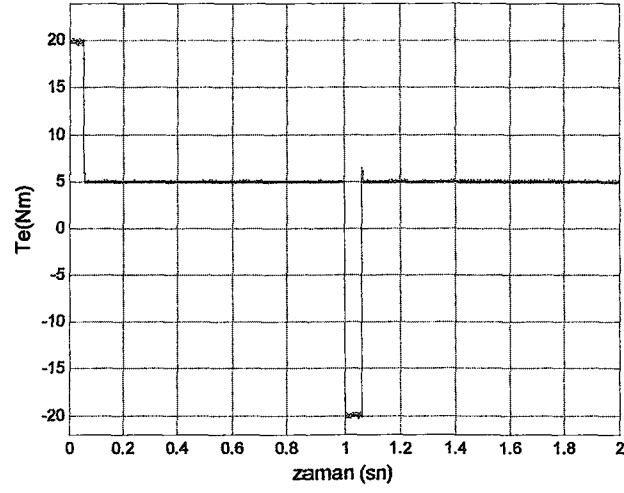


Şekil 6.29 ± 189 rad/sn için motor faz akımlarının açık hali

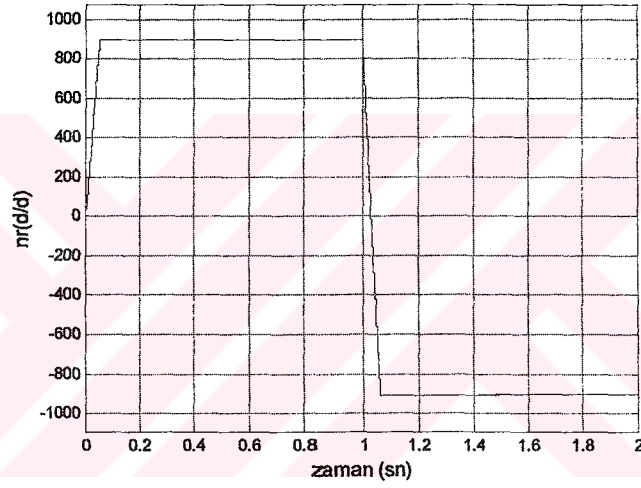
Motor'un $T_L=5$ Nm, bulanık mantık denetleyicili ve 900 d/d durumu için sonuçlar;



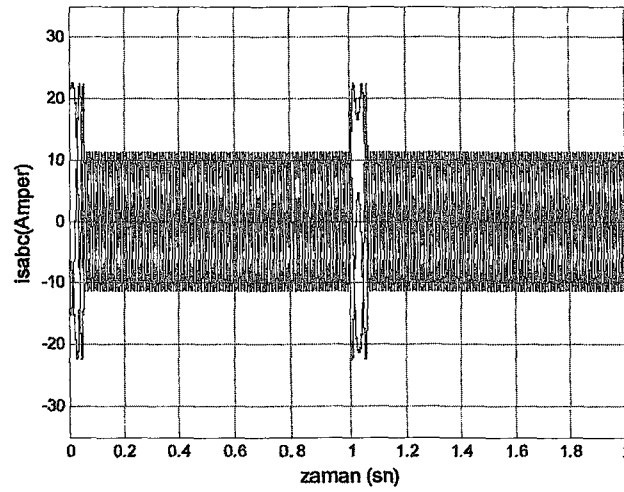
Şekil 6.30 ± 94.2 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



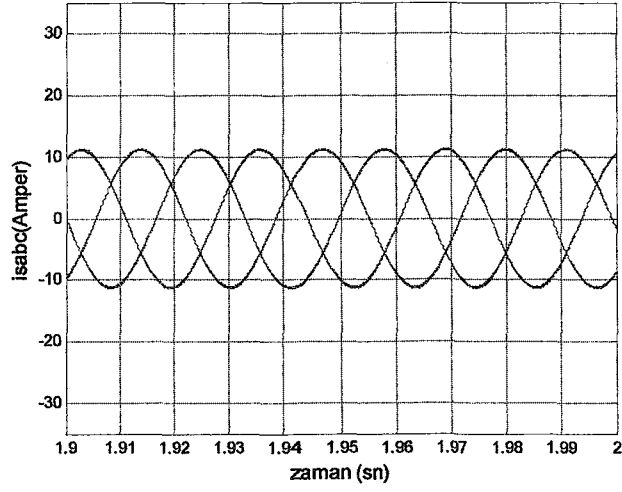
Şekil 6.31 ± 3.14 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi



Şekil 6.32. ± 94.2 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

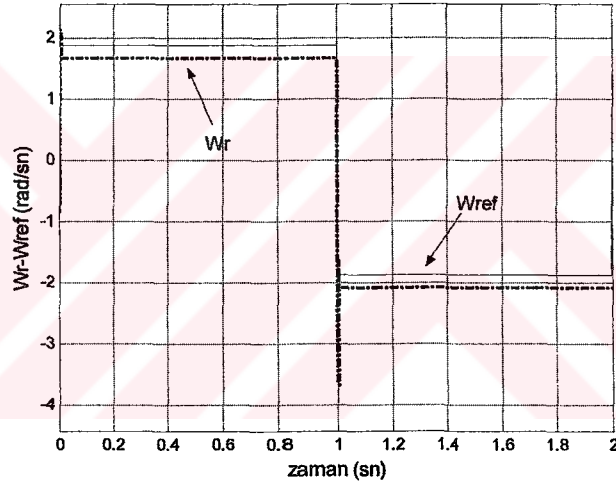


Şekil 6.33 ± 94.2 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

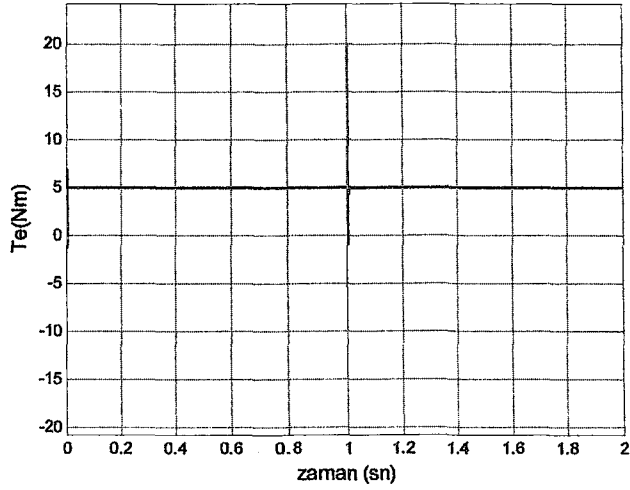


Şekil 6.34 ± 94.2 rad/sn için motor faz akımlarının açık hali

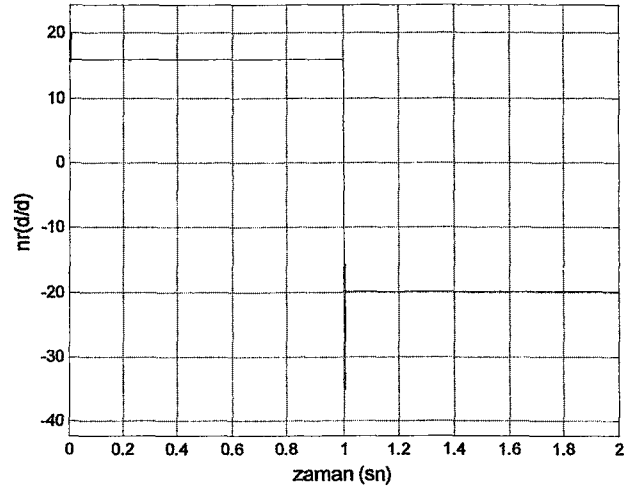
Motor'un $T_L=5$ Nm, bulanık mantık denetleyicili ve 18 d/d durumu için sonuçlar;



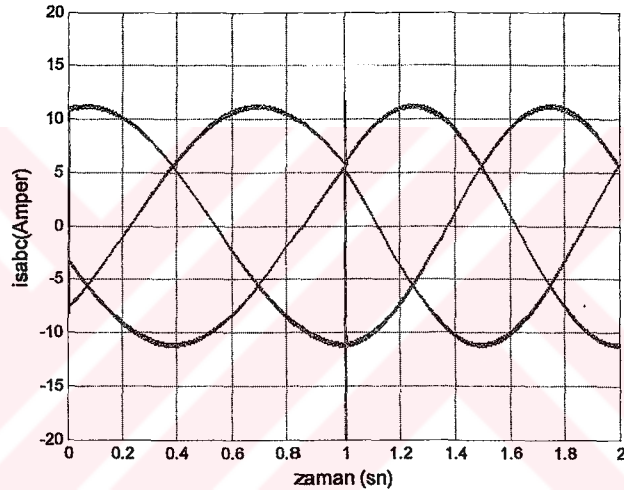
Şekil 6.35 ± 1.885 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 6.36 ± 1.885 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi

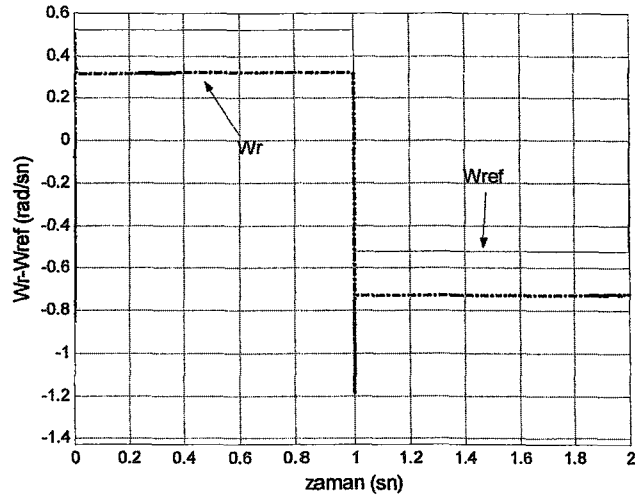


Şekil 6.37 ± 1.885 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi

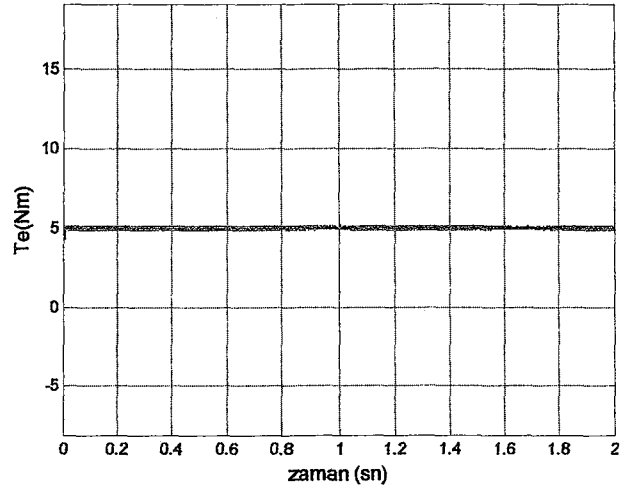


Şekil 6.38 ± 1.885 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

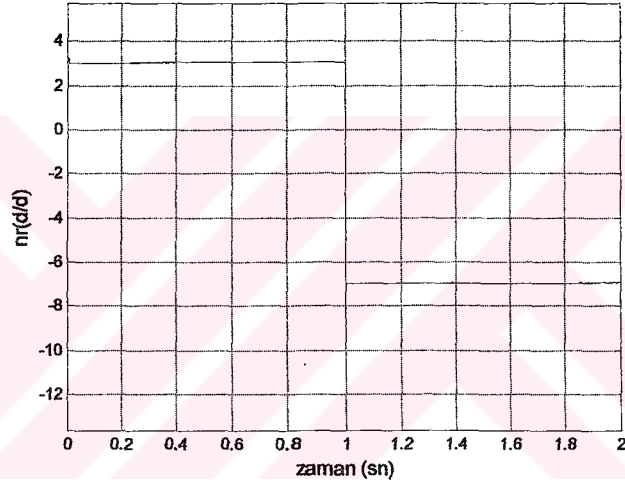
Motor'un $T_L=5$ Nm, bulanık mantık denetleyicili ve 5 d/d durumu için sonuçlar;



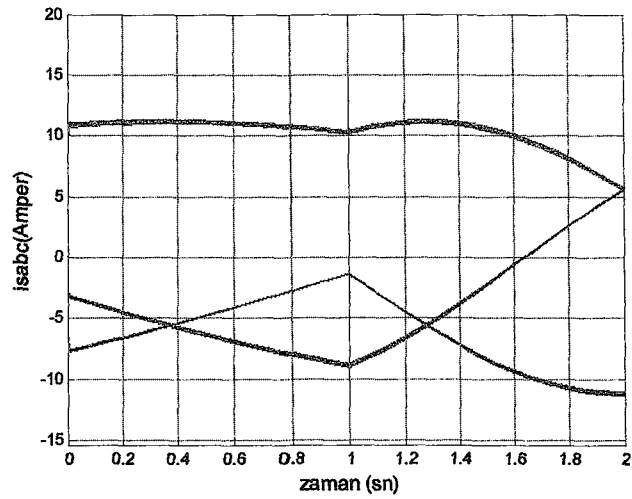
Şekil 6.39 ± 0.5237 rad/sn için ref-gerçek mekaniksel hızın zamana göre değişimi



Şekil 6.40 ± 0.5237 rad/sn için motor momentinin zamana göre değişimi



Şekil 6.41 ± 0.5237 rad/sn için motor hızının zamana göre değişimi



Şekil 6.42 ± 0.5237 rad/sn için motor faz akımlarının zamana göre değişimi

6.4. Benzetim Sonuçlarının Değerlendirilmesi

SynRM'nin akım açısının bulanık mantık denetimli vektör kontrolünün sayısal benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, motor yüklü ve yüksüz olarak PI kontrolörlü durumla aynı hızlarda çalıştırılmıştır. Elde edilen sonuçlarda bulanık denetimin kullanılması ile nominal hız uygulamaları haricindeki çalışmalarda, sonuçların yaklaşık olarak aynı olduğu fakat geçici rejimden sürekli rejime geçiş süresinin bulanık mantık denetleyicili sistemde daha az olduğu görülmektedir. Motor'un yüklü olarak çalıştırılması durumunda yine nominal hız ve nominal hızın yarısı durumunda elde edilen sonuçlar PI kontrolörlü durumla aynıdır. Fakat düşük hız uygulamalarında bulanık denetimli sistemin referans hızı daha az bir sürekli durum hatası ile takip ettiği Şekil 6.35 ve 6.39'da görülmektedir.



7. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, SynRM'nin akım açısının momentin maksimum değişim oranı kontrolü yöntemine göre PI ve bulanık mantık denetimli vektör kontrolünün sayısal benzetimi yapılmıştır. Tezin esas amacı bulanık mantık denetleyicili sistemin SynRM'nin akım açısı kontrolü yönteminde PI kontrolörlü sisteme göre avantaj ve dezavantajlarını belirlemektir.

Benzetim sonuçları incelendiğinde bulanık mantık denetleyicili sistemin düşük hızlar haricinde PI kontrolörlü sistemle aynı performansı sağladığı görülmektedir. Ancak düşük hızlarda bulanık denetleyicili sistemin daha iyi performans sağladığı görülmektedir. Bu durum nominal şartlar için tasarlanan PI kontrolörün farklı çalışma şartlarında yeterli performansı sağlayamadığı, buna karşın bulanık mantık denetleyicili sistemin farklı çalışma şartlarında yeterli performansı sağladığını göstermektedir. Sonuçların sağlıklı değerlendirilmesi açısından iki farklı gerçek motor parametresi kullanılmıştır.

Bundan sonraki çalışmalarda, sayısal benzetimi yapılan sistemin DSP sayısal işlemcisi kullanılarak pratiği gerçekleştirilebilir. Tezde incelenmeyen akım açısı kontrol yöntemleri de gerçekleştirilecek olan pratik çalışmada kullanılabilir. Ayrıca benzetimde kullanılan diğer bir kontrolör olan histerezis bantlı PWM kontrolörü de (akım kontrolörü) bulanık mantık denetleyici ile tasarlanarak sistem performansı incelenebilir.

KAYNAKLAR

1. Boldea I., Reluctance Synchronous Machines and Drives, Clarendon Pres Oxford, New York, USA, 1996
2. Hatajaa, J., A Comparative Performance Study Of Four-Pole Induction Motors And Synchronous Reluctance Motors In Variable Speed Drives, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2003
3. Betz, R.E., "Control of Synchronous Reluctance Machines", Annual Meeting IEEE-IAS, Dearborn USA, pp 456-462, Sept 29-Oct 4, 1991
4. Vas, P., Drury, W., Electrical Machines and Drives:Present and Future, IEEE Electrotechnical Conference, 1996. MELECON '96., 8th Mediterranean 13-16 May 1996 pp:67-74.
5. Vagati A., Franceschini G., Maragiu I., Troglia G.P., 1992. Design criteria of high performance synchronous reluctance motors. Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 1, pp. 66–73.
6. Staton D.A., Soong, W.L., Miller, T.J.E. 1993 Unified theory of torque production in switched reluctance and synchronous reluctance motors, Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 185–193, vol. 1.
7. Longya X., Baoguo W., Comparison study of rotor structures for five-phase synchronous reluctance machines, IEEE Industry Applications Conference Record of the 1999, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. vol. 2, pp. 846 – 853.
8. Bolde I., Nasar S.A., Emerging electric machines with axially laminated anisotropic rotors: A review, 1991, Electrical machines and power syst. vol. 19, pp. 673-704.
9. Xu L, Xu X., Lipo T.A., Novothy D.W., Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss, IEEE Trans. Industry Applications, vol 27., no. 5, Sept 1991, pp. 977-987.
10. Boldea, Z. X. Fu, S. A. Nasar "Torque Vector Control (TVC) of Axially-Laminated Anisotropic (ALA) Rotor Reluctance Synchronous Motors", EMPS Journal, vol. 19, 1991, pp. 381-398.
11. Betz R.E., Jovanovic, M., Lagerquist, R., Miller, T.J.E., Aspects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron losses, Conference

- Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 1, pp. 456–463.
12. Betz R.E., Lagerquist R., Jovanovic M., Miller T.J.E., Middleton R.H., Control of synchronous reluctance machines, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, Issue: 6, 1993, pp. 1110 -1122.
 13. Uezato, K., Senjyu, T., Tomori, Y., Vector control of a Synchronous Reluctance Motor Including Iron Loss, Power Conversion Conference, 1993, Yokohama, pp:377-382
 14. Fratta A., Petrache C., Franceschini G., Troglia G.P., A simple current regulator for flux-weakened operation of high performance synchronous reluctance drives, Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2-6 Oct 1994, vol. 1, pp. 649 –657.
 15. Arefeen, M.,S., Ehsani, M., Lipo, T.L., Sensorless Position Measurement in Synchronous Reluctance Moto, IEEE Transactions On Power Electronics,, Vol. 9, No. 6, November/1994, pp:624-630
 16. Matsuo, T., Lipo, T.L., Rotor Design Optimization of Synchronous Reluctance Machine, , IEEE Transactions On Energy Conversion , Vol. 9, No. 2, June/1994, pp:359-365
 17. Lagerquist, R., Boldea, I., Miller, T.J.E., Sensorless Control of the Synchronous Reluctance Motor, , IEEE Trans. Industry Appl. on May/Jun 1994 vol. 30, pp: 673-682
 18. Liu,T.,H., Lin,M.,T., A Fuzzy Slidig Mode Controller Design For a Synchronous Reluctance Motor Drives, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, vol 32, No 3, July, 1996, pp 1065-1076
 19. Kang, S., Sul, S., Highly Dynamic Torque Control of Synchronous Reluctance Motor, IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, vol:13, pp:1793-1797
 20. Jovanovic, M.G., Betz, R.E., Maximum Torque Control of a Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drive, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting New Orleans,Louisiana, October 5-9, 1997, pp:637-644
 21. Vagati A.,M., Pastorelli, G., Franceschini, High-Performance Conrtol of Synchronous Reluctance Motors, .1997, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33,No:4 July/August pp. 983-991

22. Jovanovic, M.G., Betz R.E., Platt, D., Sensorless Vector Controller for a Synchronous Reluctance Motor, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 2, March/April 1998 pp:346-354
23. Consoli, A., Scarcella, G., Testa, A., Low and Zero Speed Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor, Industry Applications, IEEE Transactions on Publication Date:Sep/Oct 1999 On page(s): 1050-1057 Volume: 35,
24. Vagati, A., Pastorelli, M., Franceachini, G.,Drogoreanu, V Flux-Observer-Based High-Performance Control Of Synchronous Reluctance Motors By Including Cross Saturation., IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 3, may/june 1999 pp:597-605.
25. Consoli, A.; Cavallaro, C.; Scarcella, G.; Testa, A., Sensorless Torque Control of Syncrel Motor Drives, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 15, No. 1, January 2000
26. Boldea, L. Janosi, F. Blaabjerg, "A Modified Direct Torque Control (DTC) of Reluctance Synchronous Motor Sensorless Drive", EMPS Journal, vol. 28, no. 2, 2000, pp. 115-128.
27. Bomela X.B., Jackson S.K., Kamper M.J., Performance of small anf medium power flux barrier rotor reluctance synchronous machine drives, International conference on Electrical Machines 1998. pp.95–99.
28. Betz R.E., Miller, T.J.E., "Aspects of the Control of Synchronous Reluctance Machines", Proceedings European Power Electronics Conference EPE'91, Florence, Sept 6-9, 1991.
29. Fratta, A., Vagati, A., Villata, F., "Control of a Reluctance Synchronous Motor for Spindle Applications", IPEC, Japan, 1990, pp. 708-715.
30. Xu, L., Xu, X., Lipo, T.A., and Novotny, D.W., "Vector Control of a Synchronous Reluctance Motor including Saturation and Iron Losses", IEEE Trans on Industry Applications, vol. 27, no. 5, pp 977-985, Sept/Oct 1991
31. Betz, R.E., "Theoretical Aspects of the control of Synchronous Reluctance Machines ", 1992, Electric Power Applications, IEE Proceedings B [see also IEE Proceedings-Electric Power Applications], pp:355–364, Volume: 139
32. Boldea, I., Nasar, S.,A., Vector Control of a.c. Drivers, CRC Pres, Boca Raton, Florida, USA, 1992

33. Qiano, W., Mizomoto, M., PID type controller and parameters adaptive method, Fuzzy Sets and Systems, Volume 78, Issue 1, 26 February 1996, Pages 23-35
34. Hu, B., Mann, G.K.L., R.G. Gosine, "New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy PID ontroller", IEEE Trans. On Fuzzy Systems, vol.7, no.5, 521-539, October 1999.
35. Passino K.,M., Yurkovich S., Fuzzy Control, Addison-Wesley, 1998
36. Smith, L.C., Fundamentals of control theory, Chemical Engineering, 86:11-39, 1979
37. Astrom, K.,J., Hagglud, T., PID Controllers-Theory, Design and Tuning, second edn, Instrument Society of America, 67 Alexander Drive, PO Box 12277, Research Triangle Park, 1995, North Carolina, 27709, USA
38. Siler, W., Ying, H., Fuzzy Control Theory: The linear case, Fuzzy Sets and Systems, vol:33, 275-290, 1989
39. Tso, S.K., Fung, Y.H., Methodological development of fuzzy-logic controllers from multivariable lineer control, IEEE Trans. Systems, Man&Cybernetics, 27, 566-572 1997

ÖZGEÇMİŞ

1980 yılı Elazığ/Merkez doğumlu olan Ülkü ÖZDEMİR, ilk ve orta öğrenimini Elazığ'ın değişik okullarında tamamladı. Lisans öğrenimini 1997 yılında Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde başladı. Aynı bölümden 'Elektrik-Elektronik Müh.' unvanı ile 2001 yılında mezun oldu 2001 yılında Elektrik-Elektronik Müh. Bölümünde yüksek lisans öğrenimine başladı. Aynı yıl F.Ü. Keban Süleyman Demirel MYO'unda Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. 2004 yılında Ankara Bayındırlık ve İskan Müdürlüğüne Elektrik-Elektronik Müh. olarak atandı. Halen Bayındırlık ve İskan Bakanlığı Yapı İşleri Genel Müdürlüğünde Elektrik-Elektronik Müh. olarak görev yapmaktadır.



EK-1 EKSEN DÖNÜŞÜMLERİ

EK-1.1 Üç Faz ve α - β Arası Dönüşümler

Stator gerilimini α - β terimleri cinsinden aşağıdaki gibi ifade etmek mümkündür.

$$u(t) = \frac{2}{3} \left(u_a(t) + u_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + u_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) s \quad (\text{EK-1 1})$$

$$u(t) = u_\alpha(t) - ju_\beta(t) \quad (\text{EK-1 2})$$

$$u = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (\text{EK-1 3})$$

üç faz değerlerinin her hangi bir andaki toplamı sıfırdır;

$$u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0 \quad (\text{EK-1 4})$$

α eksenini, üç faz çatısının a eksenini ile karşılaştırılacak olursa aşağıda verilen matrisle ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1 5})$$

genel formu yazıldıktan sonra,

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1 6})$$

formu elde edilir. Yine bu işlemlerin tersi yani üç faz değerlerini α - β cinsinden yazılmak istenirse;

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & -\sqrt{3} \\ -1 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1 7})$$

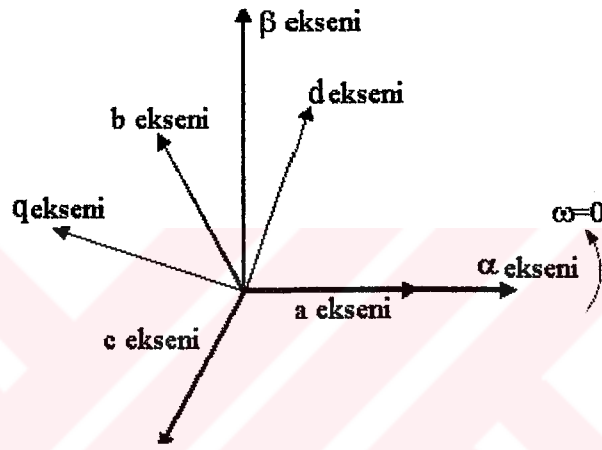
şeklinde elde edilir.

EK-1.2 α - β ve d-q Arası Dönüşümler

Vektör kontrolünde α - β durağan eksenlerden senkron hızda dönen d-q eksenine yapılacak dönüşümler çok önemlidir. Zamanın bir fonksiyonu olan açının sıfırdan farklı olduğu kabul edildiğinde d-q eksenini ile α - β eksenleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi olur;

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_r t) & \cos(\omega_r t) \\ \cos(\omega_r t) & -\sin(\omega_r t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1 8})$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_r t) & \cos(\omega_r t) \\ \cos(\omega_r t) & -\sin(\omega_r t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{EK-1 9})$$



Şekil EK-1.1 Koordinat dönüşümü

EK-2 KULLANILAN SynRM'NİN PARAMETRELERİ

$$V_m=180 \text{ Volt}$$

$$f=60 \text{ Hz}$$

$$R_s=1,14 \, \Omega$$

$$L_d=0.0785 \text{ H}$$

$$L_q=0.0184 \text{ H}$$

$$L_{dm}=0.074 \text{ H}$$

$$L_{qm}=0.0139 \text{ H}$$

$$L_{dr}=0.078 \text{ H}$$

$$L_{qr}=0.0361 \text{ H}$$

$$R_{dr}=0.367 \, \Omega$$

$$R_{qr}=3.38 \, \Omega$$

$$p=4 \text{ (Kutup Sayısı)}$$

$$B_m=0$$

$$J=0.0081 \text{ kgm}^2$$

$$V_{dc}=360 \text{ V}$$

$$T_{emax}=10 \text{ N.m}$$

EK-3 KONTROLÖR TASARIMI

Kapalı çevrim bir sistemin geçici ve sürekli durumdaki performansının iyi olabilmesi için buna ait kontrolörün iyi tasarlanmış olması gerekmektedir. Hız kontrolörü referans ω_r^* ile gerçek değer olan ω_r ile arasındaki farka göre referans moment üreterek sisteme verir.

Senkron Relüktans makinenin hareket denkleminde;

$$T_e - T_y = J \frac{d\omega_{mek}}{dt} + B\omega_{mek} \quad (EK-3.1)$$

Burada $\omega_{mek} = \omega_{elk} \cdot \frac{2}{p}$, $\omega_r = \omega_{elk}$ ve $T_y = 0$ alınırsa;

$$T_e = J \frac{2}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \frac{2}{p} \quad (EK-3.2)$$

$$T_e = \omega_r \left(J \frac{2}{p} S + B \frac{2}{p} \right) \quad (EK-3.3)$$

şeklinde düzenlenebilir.

Sistemin genel yapısı Şekil EK-3.1’de görüldüğü gibidir. Buna göre $G(s)$ elde edilmeye çalışılırsa,

$$G(s) = \frac{\omega_r}{T_e} = \frac{1}{B \frac{2}{p} + J \frac{2}{p} S} = \frac{1}{J \frac{2}{p} \left(S + \frac{B}{J} \right)} \quad (EK-3.4)$$

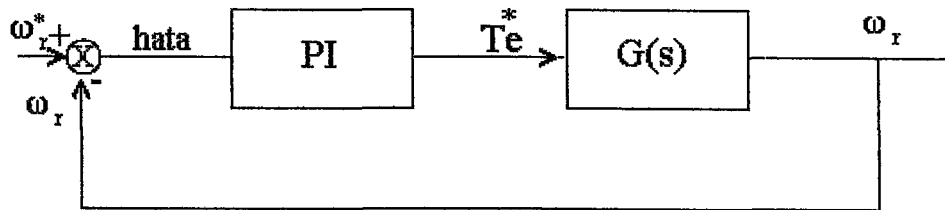
bu transfer fonksiyonu son bir düzenleme ile,

$$G(s) = \frac{\omega_r}{T_e} = \frac{K}{(TS + 1)} \quad (EK-3.5)$$

şekline dönüştürülür. Burada ,

$$K = \frac{p}{2B}; T = \frac{J}{B}$$

Endüstriyel uygulamalarda PI katsayılarının seçiminde genelde Zeigler-Nichols tunning yöntemi kullanılır. Bu tezde $G(s)$ ’i elde edilen sistem için PI parametrelerinin belirlenmesinde Zeigler-Nichols tunning yöntemi kullanılmıştır. İki farklı motor için iki farklı PI katsayısı hesaplanmış ve sayısal benzetimlerde kullanılmıştır.



Şekil EK-3.1 Hız kontrol döngüsü