

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK BİR MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN PARALEL BAĞLI İKİ SÜREKLİ
MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENETİMİ**

DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Yurdagül BENTEŞEN YAKUT

(091113206)

Anabilim Dalı: Elektrik Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 27/11/2017

OCAK 2018



**TEK BİR MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN PARALEL BAĞLI İKİ SÜREKLİ
MİKNATISLI SENKRON MOTORUN DENETİMİ**

Yük. Müh. Yurdagül BENTEŞEN YAKUT

**Doktora Tezi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR
OCAK-2018**

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**TEK BİR MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN PARALEL BAĞLI İKİ SÜREKLİ
MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENETİMİ**

DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Yurdağül BENTEŞEN YAKUT

(091113206)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 27/11/2017

Tezin Savunulduğu Tarih : 05/01/2018

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Sedat SÜNTER (F.Ü)

Prof. Dr. Hüseyin ALTUN (F.Ü)

Prof. Dr. Timur AYDEMİR (G.Ü)

Prof. Dr. Müslüm ARKAN (İ.Ü)

OCAK 2018

ÖNSÖZ

Kızım Efil Yakut'a

Tez çalışması süresince yardımlarını esirgemeyen, fikirleri ile yol gösteren, destek veren saygıdeğer danışmanım Yrd. Doç.Dr. Mehmet Özdemir hocama teşekkür ederim.

Çalışma süresi boyunca her zaman desteğini gördüğüm, fikirleri ile çalışmama ışık tutan değerli hocam Prof. Dr. Sedat SÜNTER'e, tezime katkılarından dolayı Prof. Dr. Hüseyin ALTUN'a, lisans, yüksek lisans ve doktora eğitimim süresince bilgi ve deneyimlerini benimle paylaşarak yolumu açan Yrd.Doç.Dr. Bilal GÜMÜŞ'e ve Arş.Gör. Sertaç Yaman'a teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak, bu uzun yolda yalnız yürümediğim sevgili eşim Cankut YAKUT'a, çocuklarım Miran ve Efil'e, ayrıca ablam Azize BENTEŞEN YILMAZ başta olmak üzere bütün aileme şükranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	i
İÇİNDEKİLER	ii
SUMMARY	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
TABLolar LİSTESİ	xii
SEMBOLLER LİSTESİ	xiii
KISALTMALAR LİSTESİ	xv
1.GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	5
1.2 Tezin Kapsamı	5
2. MATRİS ÇEVİRİCİLER VE MODÜLASYON ALGORİTMALARI	7
2.1. Giriş	7
2.2. Matris Çeviricinin Yapısı	8
2.2.1 Giriş Filtreleri	11
2.2.2 Aşırı Gerilimden Koruma	12
2.3 Matris Çeviricide Modülasyon Teknikleri	13
2.3.1 Venturini Kontrol Algoritması	13
2.3.2 Venturini Algoritmasının Basitleştirilmiş Versiyonu (Sunter-Clare Algoritması)	21
2.3.3. Skalar Kontrol Algoritması	24
2.3.4 Uzay Vektör Modülasyon Algoritması	25
2.4 Matris Çeviricinin MATLAB/Simulink'te Benzetimi	30
2.5 Sonuç	34
3. SMSM VE MATEMATİKSEL MODELİ	35
3.1 Giriş	35
3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar	35
3.3 SMSM'nin Matematiksel Modeli	38
3.4 SMSM'nin Vektör Kontrolü	44
3.4.1 Skalar Kontrol (V/f Kontrol)	45
3.4.2 Vektör Denetimi	46

3.5 Sonuç	48
4. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLER	49
4.1 Giriş	49
4.2 Bulanık Denetleyicinin Giriş Değişkenleri	50
4.2.1 Bulanık Kümeler ve Üyelik Fonksiyonları.....	50
4.3 Bulanıklaştırıcı	52
4.4 Bulanık kural tabanı	53
4.5 Bulanık Çıkarım	53
4.6 Durulaştırıcı.....	56
4.7 Adaptif Ağ Yapısına Dayalı Bulanık Denetleyici (ANFİS) Yapısı	56
4.7.1 ANFİS Mimarisi	58
4.7.2 ANFİS Modelinin MATLAB SIMULINK’te Uygulaması	61
4.8 Sonuç	66
5. MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN PI ve NEURAL FUZZY DENETLEYİCİLİ BENZETİMİ	67
5.1 Giriş	67
5.2 PI Denetleyici Kullanan Vektör Kontrollü Sürücünün Modelenmesi ve Benzetimi.....	68
5.2.1 Benzetimin Sonuçları	68
5.3 SMSM’nin Neural Fuzzy Denetleyici Kullanılarak Kontrolünün Benzetimi	72
5.3.1 Benzetim Sonuçları	73
5.4. Matris Çeviriciden Beslenen SMSM’nin PI ve Neural Fuzzy Denetleyicili Hız Kontrolü.....	75
5.4.1 Benzetim Sonuçları	77
5.5 Sonuç	80
6. MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN VEKTÖR KONTROLLÜ PARALEL BAĞLI SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ	81
6.1 Giriş	81
6.2 PI Denetleyicili ile Paralel Bağlı SMSM Sürücüsünün Ortalama Hız Yöntemi Kullanılarak Modellenmesi	83
6.2.1 Sabit Hız ve Farklı Yük Koşullarında Çalışma	83
6.2.2 Değişken Hız ve Yük Koşullarında Çalışma.....	87
6.3 Neural Fuzzy Denetleyicili Paralel Bağlı SMSM Sürücüsünün Ortalama Hız Yöntemi Kullanılarak Modellenmesi	95
6.3.1 Sabit Hız ve Farklı Yük Koşullarında Çalışma	96
6.3.2 Değişken Hız ve Yük Koşullarında Çalışma.....	100

6.3.2.1 Eş yük koşullarında; $T_1=T_2= 3 \text{ Nm}$	100
6.3.2.2 Farklı yük koşullarında; $T_1= 1 \text{ Nm}$, $T_2= 3 \text{ Nm}$	104
6.3.2.3 SMSM 1 Boşta Çalışıp SMSM 2 Nominal Yük Momentinde Çalışırken.....	107
6.3.2.4 Paralel Bağlı Her bir Motorun Çalışma Peryodu Süresinde Yük Değişimi	110
6.4 Ağırlıklı Ortalama Hız Metodu ve Neural Fuzzy Denetleyici İle Matematiksel Modeli	112
6.4.1 Farklı yük koşullarında; $T_1= 1 \text{ Nm}$, $T_2= 3 \text{ Nm}$	113
6.5 Sonuç	117
7. SONUÇLAR	118
KAYNAKLAR	121
ÖZGEÇMİŞ	127



ÖZET

Gelişen teknoloji ile birlikte elektrik enerjisi tüketimi de artmıştır. Üretilen enerjinin büyük kısmı endüstride kullanılan elektrik motorları tarafından tüketilmektedir. Kurulan sistemlerde bazen tek motor bazen de birçok motor çalışmaktadır. Motorlar farklı hızlarda, farklı bölgelerde ve değişik yüklerde çalışabileceklerinden sürücü sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Sürücülü motor sistemlerinin performansı, ekonomikliği, verimliliği önem arz etmektedir.

Çoklu motor sistemleri gereken uygulamalarda genellikle her bir motorun sürülmesi için ayrı bir sürücüye ihtiyaç duyulur. Ancak bazı uygulamalarda tek bir sürücünden birden fazla motorun sürülmesi de söz konusu olabilmektedir. Bu sistemler, çoğul motorlu sürücü sistemleri, olarak adlandırılmakta ve yüksek güç uygulamaları gerektiren yerlerde kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında, çoğul motorlu bir sürücü sistemi ele alınmıştır. Sürücü sistem için AA-AA dönüşümünü doğrudan yapan matris çevirici ve motor olarak da, kontrolünün kolay olması, yüksek moment ve verime sahip olmasından dolayı endüstride son zamanlarda yaygın olarak tercih edilen SMSM seçilmiştir. Çalışmada, matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'lerin denetimi gerçekleştirilmiştir.

Tezde SMSM, vektör kontrol yöntemi ile kontrol edilmiş ve kontrol sisteminde hem klasik denetleyiciler hem de akıllı denetim sistemleri kullanılmıştır. Matlab/Simulink'te yapılan benzetim modeli ile öncelikle matris çevirici ve SMSM'un çeşitli çalışma koşullarında sürülmesi gözlemlenmiştir. Daha sonra özdeş motorlar paralel bağlanarak tek bir matris çevirici ile sürülmüş, motorların kontrolü için ortalama akım ve hız bilgilerinden faydalanılmıştır. Motorların yüklenme durumlarına göre yapılan benzetim sonuçları incelendiğinde, klasik denetleyiciler ile yapılan kontrolde değişen çalışma koşullarına bağlı olarak parametrelerinin tekrar ayarlanması gerektiği, akıllı denetim sisteminde ise motor kontrol sisteminin yük değişimine daha kolay adapte olduğu görülmüştür. Matris çevirici ve paralel bağlı SMSM'den oluşan çoğul motorlu sürücü sistemiyle performansı yüksek, hacim ve maliyeti düşük bir sistem elde edilebilmektedir.

Anahtar Kelimeler: Matris çeviriciler, SMSM, paralel motor sürücüleri, neural fuzzy, değişken yük

SUMMARY

A CONTROL METHOD FOR DRIVING DUAL PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FED BY SINGLE MATRIX CONVERTER

Along with the developing technology, consumption of electric energy has also increased. Most of the energy produced is consumed by electric motors used in the industry. Sometimes there is a single engine and sometimes a lot of engines work in the installed systems. Drive systems are needed because the motors can run at different speeds, at different locations and at different loads. The performance, economical efficiency and efficiency of the motorized drive systems are important.

Multi-engine systems often require a separate driver to drive each motor in the required applications. However, in some applications it is also possible to have more than one motor driven from a single drive. These systems are called multi-motor drive systems and are used where high power applications are required. In this thesis study, a motorized drive system is considered. As a matrix converter and motor that makes AA-AA conversion directly for the drive system, because of its ease of control, the industry has recently been chosen as the most preferred PMSM. In the study, parallel-connected SMSMs fed from the matrix converter were performed.

In the thesis, PMSM was controlled by vector control method and both classical controllers and intelligent control systems were used in the control system. With the simulation model in Matlab / Simulink, it was first observed that the matrix converter and SMSM were operated under various operating conditions. Then identical motors were connected in parallel and driven by a single matrix converter, using the average current and speed information for the control of the motors. When the simulation results are examined according to the load states of the motors, it has been found that the parameters should be adjusted again according to the changing working conditions in the control performed with the classical controllers and the motor control system is easier to adapt to the load change in the intelligent control system. With a multi-motor drive system consisting of matrix converter and parallel connected PMSM, a system with high performance, volume and cost can be obtained.

Keywords: Matrix converter, PMSM, dual motor drivers, neural fuzzy, variable load

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Kaçınılması gereken durumlar a)Matris çevirici giriş hattında kaçınılması gereken durum b) Matris çevirici çıkış hattında kaçınılması gereken durum (Alesina, A. , Venturini, M. 1981).....	9
Şekil 2.2 Üç faz çıkışa sahip matris çeviricinin yapısı ve anahtarların düzenlenme biçimi (Sünter, 1995)	9
Şekil 2.3 Çift yönlü anahtar konfigürasyonları a) Ortak Emiterli b) Ortak Kolektörlü c) Köprü Diyotlu.....	10
Şekil 2.4 LC filtreli matris çevirici topolojisi.....	12
Şekil 2.5 Kenetleme devreli matris çevirici topolojisi	13
Şekil 2.6 Anahtarlama sürelerinin genel formu	15
Şekil 2.7 Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi (Sünter, 1995)	18
Şekil 2.8 Endüktif çıkış akımı için giriş akımının faz açısının değişimi.....	20
Şekil 2.9 Matris çeviricinin üç faz giriş geriliminden elde edilen çıkış gerilimi	21
Şekil 2.10 a) Üretilen çıkış faz gerilim vektörü, b) Üretilen giriş faz akım vektörü.....	27
Şekil 2.11 a) Çıkış gerilim vektörü, b) Çıkış akım, gerilim vektörü	27
Şekil 2.12 RL yüklü matris çeviricinin Matlab/Smülink modeli	30
Şekil 2.13 Matris çeviricinin besleme gerilimlerinin açık hali	31
Şekil 2.14 Matris çevirici Matlab/Simulink modeli	31
Şekil 2.15 Doluluk oranı üretici bloğunun Matlab/Simulink modeli	32
Şekil 2.16 T_{Aa}, T_{Ba}, T_{Ca} bloğunun Matlab/Simulink modeli.....	32
Şekil 2.17 3-fazlı yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli.....	33
Şekil 2.18 3-fazlı yıldız bağlı RL yüklü matris çeviricinin $f=50$ Hz için çıkış grafikleri a) Akım, b) FFT Akım, c) Hat gerilimi, d) FFT Spektrumu	33
Şekil 3.1 SMSM'ların sınıflandırılması	37
Şekil 3.2 Mıknatıs dilimlerinin rotora yerleşim şekilleri a) Yüzey, b) İçe doğru, c) Gömülü	37
Şekil 3.3 SMSM 3-Faz Y Bağlı Stator Sargısı	38
Şekil 3.4 SMSM'nin $d-q$ eksenli dinamik eşdeğer devresi	41

Şekil 3.5 SMSM'nin d - q modeli.....	41
Şekil 3.6 SMSM'nin MATLAB Simulink modeli.....	43
Şekil 3.7 V/f kontrol blok diyagramı.....	45
Şekil 3.8 SMSM için genel vektör kontrol şeması.....	47
Şekil 3.9 Bulanık karar verme sisteminin yapısı.....	48
Şekil 4.1 Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı.....	49
Şekil 4.2 Klasik üyelik fonksiyonu	50
Şekil 4.3 Yaygın kullanılan üyelik fonksiyon örnekleri.....	52
Şekil 4.4 a) Giriş üyelik fonksiyonları b) ve c) çıkış fonksiyonları	55
Şekil 4.5 Takagi-Sugeno-Kang modeli çıkış fonksiyonu.....	55
Şekil 4.6 Birinci yapı.....	57
Şekil 4.7 İkinci yapı	57
Şekil 4.8 İki girişli ve iki kurallı Sugeno tip bulanık çıkarım	58
Şekil 4.9 İki girişli ve iki kurallı ANFIS mimarisi.....	59
Şekil 4.10 Anfisedit arayüzü görünümü.....	62
Şekil 4.11 Anfisedit arayüzüne verilerin aktarılması	62
Şekil 4.12 ANFIS a) Model yapısı, b) Hata oranı	63
Şekil 4.13 MATLAB fuzzy logic a) Genel blok diyagramı, b) Giriş üyelik fonksiyonu, c) Kural tablosu	65
Şekil 5.1 PI denetleyici matris çevirciden beslenen SMSM'un benzetimi.....	68
Şekil 5.2 Yüksüz ve yüklü durumda a) Motor hızı, b) i_{sd} ve i_{sq} akımları	69
Şekil 5.3 a) Motor stator üç faz akımları, b) Yük moment, c) Matris çevirici hat gerilimi ve motor stator üç faz akımları, d) Dört bölgeli çalışma için hız-moment karakteristiği....	70
Şekil 5.4 a) Motor hızı, b) Yük moment, c) Motor stator üç faz akımları, d) Yük değişiminde motor akımı, e) Matris çevirici hat gerilimi ve motor akımı	71
Şekil 5.5 Neural fuzzy denetleyicili matris çeviriciden beslenen SMSM sürücüsünün benzetimi	72
Şekil 5.6 Hız bilgisi için giriş üyelik fonksiyonları	72
Şekil 5.7 Yüksüz durumda a) Motor hızı, b) i_{sd} ve i_{sq} akımları, yüklü durumda c) Motor moment grafiği, d) Moment- hız grafiği.....	73

Şekil 5.8 a) Benzetim süresince motor stator üç faz akımları, b) Motor yükünün değiştiği anda motorun stator üç faz akımları, c) Motor akımının harmonik spektrumu.....	74
Şekil 5.9 a) Matris çevirici hat gerilim, b) Matris çevirici hat gerilimi ve motor stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi harmonik spektrumu.....	75
Şekil 5.10 Matris çeviriciden beslenen SMSM'un sabit hızda PI denetleyiciler ile hız kontrolünün blok diyagramı	76
Şekil 5.11 Matris çeviriciden beslenen SMSM'un sabit hızda neural fuzzy denetleyiciler ile hız kontrolünün blok diyagramı	76
Şekil 5.12 Hız için üyelik fonksiyonları.....	76
Şekil 5.13 Sol Sütun PI denetleyicili, Sağ Sütun Neural Fuzzy denetleyicili, $n=2000$ d/d sabit hız için a) Motor hızı; b) i_{sd} ve i_{sq} akımları; c) 1Nm sabit yük için elektromanyetik moment	78
Şekil 5.14 Sol Sütun PI denetleyicili, Sağ Sütun Neural Fuzzy denetleyicili a) Matris çevirici hat gerilimi; b) Matris çevirici hat gerilimin FFT spektrumu; c) SMSM stator 3 faz akımları; d) SMSM stator 3 faz akımları FFT spektrumu	79
Şekil 6. 1 Matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'un blok şeması.....	81
Şekil 6. 2 Ortalama akım metoduna göre matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'un PI kontrolör ile vektör kontrolü blok şeması	83
Şekil 6. 3 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2 a) Hız-zaman, b) Motor stator üç faz akımı, c)Yük değişim zamanının akım değişim grafikleri	84
Şekil 6. 4 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2 a) <i>isd ve isq</i> akımları, b) Moment değişimi	85
Şekil 6. 5 Matris çevirici hat çıkış gerilimi ve paralel bağlı motorların stator üç faz akım dalga şekilleri.....	85
Şekil 6. 6 Ortalama hız metoduna Göre; a) $\dot{I}_{sabc1}$, b) $\dot{I}_{sabc2}$, c) V_{ab} FFt spektrumları	87
Şekil 6. 7 Nominal Yükte Paralel Bağlı Motorlara ait Simulasyon Sonuçları Sol Sütun SMSM1, Sağ Sütun SMSM 2 a) Hız, b) Moment, c) <i>İsd ve isq</i> Akımları	88
Şekil 6. 8 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2;Nominal yükünde paralel bağlı motorların, a) Çalışma süresince motorların stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM 1, SMSM 2 stator üç faz akımları ile birlikte matris çevirici hat gerilimi.....	89

Şekil 6. 9 Ortalama hız metodu ile eş yüklerde, a) SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$, b) SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$, c) Vab değerlerinin FFT Analizi	91
Şekil 6. 10 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2;Farklı yük koşullarında simulasyon sonuçları;a) Hız, b) Moment, c) <i>isd ve isq</i> Akımları	92
Şekil 6. 11 Sol sütun SMSM 1; Sağ sütun SMSM 2 a) Tüm çalışma süresince stator üç faz akımları, b) Stator üç faz akımlarına hız değişiminin etkisi, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM 1,SMSM 2 stator üç faz akımları ile birlikte matris çevirici hat gerilimi	93
Şekil 6. 12 Ortalama hız metodu ile eş yüklerde, a)SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$, b) SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$, c) Vab değerlerinin FFT	95
Şekil 6. 13 Neural fuzzy denetimli paralel bağlı SMSM'ların MATLAB Simulinkte modellenmesi.....	95
Şekil 6. 14 Giriş üyelik fonksiyonları	96
Şekil 6. 15 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2 a) Hız-Zaman, b) Motorların stator üç faz akımları, c) Stator üç faz akımlarına hız değişiminin etkisi	97
Şekil 6. 16 Sol Sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2; a) <i>isd ve isq</i> akımları, b) Moment değişimi	97
Şekil 6. 17 Matris çevirici hat gerilimi ve paralel bağlı motorların Stator üç faz akım grafiği	98
Şekil 6. 18 Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile modellenerek; a) SMSM 1 stator üç faz akımlarının, b) SMSM 2 stator üç faz akımlarının, c) Matris çevirici fazlar arası gerilimin FFT Spektrumu	99
Şekil 6. 19 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2;Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenerek; a) Hız, b) Moment, c) <i>isd ve isq</i> akımları	101
Şekil 6. 20 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenerek, a) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi.....	102
Şekil 6. 21 Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile modellenerek; a) SMSM 1 stator üç faz akımlarının, b) SMSM 2 stator üç faz akımlarının, c) Matris çevirici fazlar arası gerilimin FFt Spektrumu.....	103

Şekil 6. 22 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2;Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenerek; a) Hız, b) Moment, c) <i>isd ve isq</i> Akımları	104
Şekil 6. 23 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenerek, a) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi	105
Şekil 6. 24 Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile modellenerek; a) SMSM 1 stator üç faz akımlarını, b) SMSM 2 stator üç faz akımlarının, c) Matris çevirici fazlar arası gerilimin FFt Spektrumu.....	107
Şekil 6. 25 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2;Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenerek; a) Hız, b) Moment, c) <i>isd ve isq</i> akımları, d) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, e) Hız değişiminde stator üç faz akımları, f) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi	109
Şekil 6. 26 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2 Motor; a) Hızı, b) Momenti, c) <i>isd ve isq</i> Akımları,	110
Şekil 6. 27 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2 a) Stator üç faz akımları, b) Stator akımlarının harmonik spektrumu, c) Matris çevirici hat gerilimi ve motor stator üç faz akımları	111
Şekil 6. 28 Ağırlıklı Ortalama Yönteminin Matlab/Simulink Blok Diyagramı	112
Şekil 6. 29 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2 Motor; a) Hızı, b) Momenti, c) <i>isd ve isq</i> Akımları.....	113
Şekil 6. 30 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ağırlıklı ortalama metot ile eş yükte modellenerek, a) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi	114
Şekil 6. 31 Ağırlıklı ortalama hız metodu ile eş yüklerde, a) SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$, b) SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$, c) Vab değerlerinin FFT spektrumu	116
Şekil 6. 32 Neural Fuzzy ile Ortalama Hız ve Ağırlıklı Ortalama Metodu ile Hız Hata Payı	117

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 2.1 Uzay vektör modülasyon algoritmasında kullanılan anahtarlama durumları

Tablo 2.2 Çıkış gerilimi ve giriş akımı sektörleri için anahtarlama durumlarının seçimi



SEMBOLLER LİSTESİ

V_A, V_B, V_C	: Matris çevirici çıkış gerilimleri
V_a, V_b, V_c	: Matris çevirici giriş gerilimleri
$\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$	: Matris çevirici çıkış akımları
$\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$	: Matris çevirici giriş akımları
f_s	: Anahtarlama frekansı
T_s	: Anahtarlama süresi
ω_i	: Giriş gerilimi açısal frekansı
ω_0	: Çıkış gerilimi açısal frekansı
θ	: Bağlı faz açısı
q	: Matris çevirici çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı
q_m	: Matris çevirici maksimum gerilim oranı
v_{im}	: Matris çevirici maksimum giriş gerilimi
v_{0m}	: Matris çevirici maksimum çıkış gerilimi
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: SMSM üç faz giriş gerilimleri
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: SMSM üç faz giriş akımları
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	: SMSM üç faz sargı akıları
φ_m	: Ortak Manyetik akı
M	: İki sargı arasındaki ortak indüktans
ω_r	: Rotor açısal hızı
ω_e	: Elektriksel açısal hızı
ω_{ort}	: Ortalama hız
d	:Direkt eksen “ d ” eksenini
q	: Kuadrik eksen “ q ” eksenini
R_s	: Sator direnci
$L_{sa}, L_{sb}, L_{sc} = L$	: Stator üç faz sargı indüktansları
$L_{sd} = L_{sq}$	: Stator d - q İndüktansları
i_{sd}, i_{sq}	: d - q eksenini akımları
i_{ort}	: Ortalama akım

φ_d, φ_q	: d - q eksenli manyetik akıları
v_{sd}, v_{sq}	: SMSM d - q eksenli giriş gerilimleri
p	: Kutup sayısı
T_L	: Yük momenti
J	: Atalet katsayısı
B	: Sürtünme katsayısı



KISALTMALAR LİSTESİ

DA	: Doğru akım
AA	: Alternatif akım
SMSM	: SMSM
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
PI	: Oransal İntegral Kontrolü (Proportional Integral)
FL	: Fuzzy Logic
ANN	: Atifical Neural Network
ANFIS	: Adaptive network based fuzzy inference systems

1.GİRİŞ

Geçtiğimiz son 40 yılda; endüstriyel, ticari, konut ve askeri alanlarda güç elektroniği teknolojilerinin ilerlemesi ile hızlı bir teknolojik ilerleme kaydedildi [1]. Endüstriyel otomasyon, enerji tasarrufu ve çevre kirliliği söz konusu olduğunda güç elektroniğinin önemi artmaktadır. Güç elektroniği dönüştürücülerinde özellikle de yarı iletken güç elemanlarındaki gelişmelerle birlikte elektrik enerjisinin kontrolünde büyük ilerlemeler sağlanmıştır. Enerji tüketimini azaltmak ancak daha verimli sistemlerin geliştirilmesi ile sağlanmaktadır. Bu konu üzerine çeşitli çalışmalar yapılmaktadır [2]. Bilindiği gibi üretilen elektrik enerjisinin büyük bir çoğunluğunu elektrik motorları tüketmektedir. Bu sebeple, elektrik motorları ve sürücüleri enerji verimliliği açısından önem arz etmektedir. Ticari amaç için üretilen AA sürücülerinin büyük çoğunluğu kontrolsüz doğrultucu barındıran sürücülerdir. Bu doğrultucular ile şebekeden çekilen akımlar harmonik bozulmalara sahip olmaktadır. Bu bozulmaların giderilmesi için büyük değerli filtre elemanları kullanılmaktadır. Bu durum hacim ve maliyet açısından dezavantajdır. Aynı zamanda filtre çıkışında kullanılan kondansatör; çalışma ömrü fiyat ve boyut açısından da sorun teşkil etmektedir. Bu alanda literatürde yapılan çalışmaların önemli görülenleri aşağıda verilmiştir.

Temel prensibi 1976 yılında Gyugyi ve Pely tarafından yapılan ilk çalışmada, kontrol edilebilir çift yönlü anahtarlama elemanlarını kullanarak sınırsız bir çıkış frekansı elde etmek için tam kontrol edilebilir frekans çevirici prensibi ilk kez ortaya konmuştur [3] [4]. Bu çalışmadaki en büyük dezavantaj giriş akımı ve çıkış geriliminin büyük harmonikler içermesidir [5]. Birçok araştırmacı AA'da kullanılabilecek çeviriciler üzerinde, sınırsız frekans değiştirici ve doğrudan frekans değiştirici [3], genelleştirilmiş dönüştürücü [6], dıştan komutasyonlu frekans dönüştürücüler, matris çeviriler [7], [8], doğrudan AA-AA çeviriciler [9], güç uygulamalı doğrudan frekans çeviricileri [10], doğrudan frekans çeviriciler [11], ve venturini çeviricileri [12] ile ilgili birçok araştırma yapmışlardır. Bu çevirici türlerinden biri olan matris çeviriciler üzerinde de önemli çalışmalar yapılmıştır. Matris çeviricilerin kontrolü için Venturini tarafından 1980 yılında yeni bir darbe genişlik modülasyonlu (PWM) kontrol algoritması gerçekleştirilmiştir [13][14]. Bu kontrol algoritması sınırsız çıkış frekansı elde edilmesi, giriş akımlarının ve

ıkış geriliminin dalga şeklinin sinüsoidal olması ve giriş yer değiştirme faktörünün kontrol edilebilmesi olanaklarını sağlar [15][16]. Bununla birlikte çıkış geriliminin genliği, giriş geriliminin genliğinin maksimum % 50'si oranında olabilmektedir [15]. Daha sonra Venturini ve Alesina'nın beraber yaptıkları bir çalışma ile bu oranın % 86.6'ya çıkarılması ve diğer tüm özelliklerin de kullanılabilir olması sağlanmıştır [5], [17].

Roy ve April'in matris çeviriciler için yeni bir skalar kontrol yöntemi önermişlerdir [16], [18]. Bu algoritma her bir örnekleme periyodunda çok karmaşık hesaplamaları tekrarlaması gerektiğinden yüksek işlemci frekansına gereksinim duyar. Ishuguro ve arkadaşları tarafından diğer bir skalar kontrol yönteminde ise, üç giriş hat gerilimleri yerine iki faz anahtarlama metodu kullanılır [19]. Bu algoritmanın gerçek zamanlı uygulaması basittir. Ancak giriş yer değiştirme faktörünün kontrolü ile ilgili sıkıntılar içerir. Sunter-Clare algoritmasında, her örnekleme periyodunda gerilim oranı q 'nın hesaplanabilmesi için matris çeviricinin giriş geriliminin ve çıkış geriliminin maksimum değerinin bilinmesi gerektiği ortaya konulmuştur [5]. Matris çeviricinin kontrolünde bir başka yöntem is uzay vektör modülasyon algoritmasıdır. 1989 yılında Huber ve Borojevic bilim insanları tarafından önerilen bu algoritma (SVM), üç faz giriş akımlarının ve üç faz çıkış hat gerilimlerinin uzay vektör düzleminde gösterilmesine dayanır [20][8][21][22][23].

Tezde kullanılan SMSM üzerindeki çalışmalar ile ilgili literatürde yer alan önemli çalışmaların bir özeti de aşağıda sunulmuştur.

Elektrik makinelerinde sürekli mıknatıslı uyarma sisteminin ilk kullanımı 1930'lı yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı sürekli mıknatısların bulunması sayesinde gerçekleştirilmiştir. J. Henry (1831), H. Pixii (1832), W. Ritchie (1833), F. Watkins (1835), T. Davenport (1837) ve M. JAAobi (1839) manyetik özellikleri yeterli olmayan elik veya tungsten elik malzemeleri ile bir takım deneyler yapılmış fakat sonuç alınamamıştır [18], [24], [25]. Al-Ni-Co alaşımlı sürekli mıknatısın bulunması ile 1950'li yıllarda yüksek enerji yoğunluklu sürekli mıknatısların yaygın olarak kullanılması ile SMSM'ların gelişmesinin önü açılmıştır [26].

1953 yılında F.W. Merril, Al-Ni-Co mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron motor geliştirmiştir. Standart bir asenkron motorun rotoruna, Al-Ni-Co mıknatıs blokları

yerleştirilmiştir. Stator yapısı ve dış ölçüleri değişmediğinden bu motorun kullanılması kolay olmuştur [27].

W. Volkrodt, 1962 yılında ferrit mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron makine geliştirmiştir. Bu motor gelişiminde yine temel olarak bir asenkron motor ele alınmıştır [28], [29]. Sabit mıknatıs malzemeler rotorun baş kısmına yerleştirilmiştir. Yapılan çalışmalarda manyetik devreyi motorun reaktanslarını stator alanının mıknatıslar üzerindeki etkilerini incelemiştir.

1980 yıllarının başlarında Neodim-Demir-Bor elementlerinden oluşan NdFeB bulunmasıyla SMSM'ler hızla kullanıma girmiştir. Asenkron motordaki rotor akımlarını meydana getiren rotor çubukları NdFeB'den meydana gelen mıknatıslar kullanılarak oluşturulmuştur. Sürekli mıknatıslar ile makinenin yapısı daha basit bir hale gelmiştir. Kayıplar azalmakla birlikte verim artmış yüksek akı yoğunluğuna sahip NdFeB SMSM'ler, yüksek hızlanma gerektiren, yüksek performanslı sürücülerde, bir çok tahrik sisteminde, ve robotik uygulamalarda kullanılmışlardır.

Nekoubin (2011) 3 farklı rotor yapısında motor tasarlayıp, verim ve kayıplarını karşılaştırmıştır. Sürekli mıknatıslı ve sincap kafes arasındaki oranın uygun seçilmesi durumunda, motor yapısı üretim maliyetinin azalması ve daha iyi performans gibi önemli teknik avantajların sağladığını ortaya koymuştur [30].

Lu,Q ve arkadaşları (2012) düşük gerilimlerde yüksek hızlarda başlama kapasitesi üzerine çalışmalar yapmıştır. Lu,W ve arkadaşları ise farklı boyut ve manyetik özellikteki rotor çubukları ile motorun kaçak reaktansı ve direnci gibi parametrelerinin hesaplaması üzerine çalışmalar yapmıştır [31].

Tezde, kontrol sistemi içerisinde, bulanık mantık temelli denetleyiciler de kullanılmıştır. Bu alanda literatürde yapılan araştırmalarda önemli görülen eserler aşağıda sunulmuştur.

Bulanık mantık; ikili mantık sistemine karşı geliştirilen ve günlük hayatta kullandığımız değişkenlere üyelik dereceleri atayarak, olayların hangi oranlarda gerçekleştiğini belirleyen çoklu mantık sistemidir. Bulanık mantık teorisi, klasik mantık işleyişindeki eksiklik, zorluk ve yanlışlıkları giderebilmek için California Berkeley Üniversitesinden Dr. Lutfü A.Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya atılmıştır. Zadeh,

alışmasında, insan düşüncesinin büyük çoğunluğunun bulanık olduğunu, kesin olmadığını belirtmiştir [32]. İnsan düşünce sisteminde, sıcak soğuk, 0 ve 1 gibi kesin ifadeler olmakla beraber; serin, ılık gibi ara değerlerde mevcuttur. Bulanık mantık kavramı kesin değerlerle birlikte bu ara değerleri de göz önünde bulundurmaktadır. Bulanık mantık, kesinliği tam olmayan veya eksik verilmiş bilgilere göre işlem yapma yeteneğine sahiptir.

Mamdani, 1974 yılında bir buhar makinasının bulanık mantık ile denetimini gerçekleştirmiştir [33]. Bu uygulama sonucunda, nonlinear denetim problemleri için bulanık denetim sisteminin klasik denetim sistemlerine göre daha kolay geliştirildiği ve oldukça iyi sonuçlar elde edildiği belirtilmiştir. 1980 yılında bir Hollanda şirketi çimento fırınlarının denetiminde bulanık denetleyici sistemi kullanmıştır. 1983 yılında Sugeno, Japonların ilk bulanık mantık uygulaması olan su arıtma alanları için kimyasal püskürtme aletinin denetlenmesi üzerinde çalışmalar yapmıştır [32], [34]. Bulanık kuramının uygulamalı ürünleri 1990 yılında Japonya da tüketicilerin kullanımına sunulmuştur. 1992 Şubat ayında San Diego’da ilk defa IEEE uluslararası bulanık sistemler konferansı yapılmıştır [35].

Bulanık mantık, yapay sinir ağları veya genetik algoritmalarla desteklenmesi sonucu nöral-bulanık sistemler (neural fuzzy) ortaya çıkmıştır. Tezde akıllı denetim sistemlerinden neural fuzzy denetleyici kullanılmıştır.

Çoğul motorlu sürücü sistemleri, bir çeviriciden beslenen, birden fazla motordan meydana gelen sistemlerdir. Yüksek güç uygulamaları gerektiren yerlerde paralel bağlı motor sürücüleri kullanılmaktadır. Günümüzdeki endüstriyel uygulamalarda bir motorun kontrolü için bir sürücü kullanılmaktadır [36]. Birçok bilim insanı, paralel bağlı motorların tek bir sürücü ile sürülebilmesi için çalışmalar yapmaktadırlar. Motorların dengesiz yüklenmeleri durumunda, optimum moment/akım kontrolü [37], iki seviyeli inverter kullanarak gerilim vektörünün açısai konumu ve büyüklüğü ile uzay vektör modülasyon tekniğı ile kontrolü [38], paralel bağlı motorlardan en yüksek yük ile yüklenen motoru master motor kabulü ile diğer motorun rotor pozisyonuna bakarak master-slave metodu ile motor kontrolü [39], [40], her bir motorun yükü oranı ile çektiğı akım ve moment büyüklüğünün ortalama değerini elde ederek ortak açısai konum ile [41][42] motorların kontrolü üzerine çalışmalar yapılmıştır.

1.1 Tezin Amacı

Elekrikli demiryolları, çelik işleme fabrikaları, uçak kanat ve frenleme sistemleri gibi endüstriyel uygulamalarda çoğul motor sistemleri kullanılmaktadır. Bu sistemlerde fırçasız olduklarından ve sağlam yapılarından dolayı SMSM'lar tercih edilirler. Paralel bağlanan bu motorların her biri için bir sürücüye ihtiyaç duyulmaktadır. Birden fazla çeviriciyle sürülen sistemler; büyük boyutludur, maliyeti yüksektir ve birçok hantal güç anahtarı içerirler. Tek bir çevirici tarafından beslenen paralel bağlı motorlar ile endüstrideki uygulamalarda, donanımın boyutları küçülmekte, güç elektroniği anahtarları ve diğer bileşenleri azalmakta ve kurulum maliyeti düşmektedir. Bu tez çalışmasında, tek bir çeviriciden beslenen SMSM'lar için bir kontrol yönteminin tasarlanması hedeflenmiştir. Bu sebeple öncelikli olarak literatür araştırması yapılarak tezde kullanılacak çeviriciye ve denetim sistemine karar verilmiştir. Daha önceki çalışmalarda çevirici olarak inverterlerden faydalanılmıştır [13][19]. Tezde çevirici olarak, enerji depolamak için büyük kondansatörler ve bobinler kullanılmadığından boyutun büyük ölçüde azalmasını sağlayan ve pek çok avantajı olan matris çevirici kullanılması hedeflenmiştir. Endüstriyel uygulamalarda basit yapılarından ve yüksek verimlerinden dolayı SMSM'lar her geçen gün daha fazla tercih edilmektedirler, dolayısıyla paralel bağlanacak motor SMSM seçilmiştir. Paralel bağlı motorların değişen çalışma koşulları ile kararlı bir şekilde çalışmasını sürdürebilmesi için; hem klasik vektör kontrol yöntemlerinden hem de akıllı denetim sistemlerinden faydalanılması hedeflenmiştir.

1.2 Tezin Kapsamı

Tez genel anlamda üç kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım motorların sürülmesi sağlayan matris çevirici, ikinci kısım paralel bağlı SMSM'ler üçüncü kısım ise motorlar ve çevirici arasındaki denetim mekanizmasını ele almaktadır. Yapısal anlamda tez altı bölümden oluşmaktadır. Tezin içeriği şöyledir.

İkinci bölüm tezde kullanılan çeviri ile ilgili bilgileri içermektedir. Kullanılan çevirici matris çeviricidir. Bu çeviricinin yapısal özelliği, avantaj ve dezavantajları ve modülasyon teknikleri ile ilgili bilgiler verilmiştir. Yapılan simülasyon ile matris çeviricinin matematiksel modeli Venturini modülasyon tekniği ile oluşturulmuştur.

Üçüncü bölümde; tezde kullanılan SMSM'lar hakkında bilgiler verilmiştir. Motorun çalışma prensibi 3-faz modeli, $d-q$ modeli gibi bilgiler verilirken vektör kontrol yöntemlerinden bahsedilmiş ve motorun matematiksel modeli açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde; akıllı denetim sistemi olan bulanık mantık (fuzzy logic) hakkında bilgiler verilerek tezde SMSM'den alınan ve referans hız ile karşılaştırılan hız bilgisinin bulanık mantık ve yapay sinir ağları metodlarının avantajlı yönlerini ön plana çıkaran ANFIS modülünde nasıl oluşturulması gerektiği anlatılmıştır.

Beşinci bölümde; matris çeviriciden beslenen SMSM'nin vektör kontrolü gerçekleştirilmiştir. Hem klasik denetim sistemi olan PI hemde akıllı denetim sistemi olan neural fuzzy denetleyici ile MATLAB Simulink'te oluşturulan benzetimlerde sabit hız, nominal yük, değişen hız değişen yüklerde vektör denetimleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Altıncı bölümde ise paralel bağlı motor sistemleri; matris çeviriciden beslenen SMSM benzetimleri, ortalama hız metodu ile farklı çalışma koşulları altında her iki denetim yöntemine göre incelenmiştir.

Yapılan tez çalışmasının sonucunda; matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'lerin denetiminin yapılması ile çoğul motor sistemlerinde verimli bir sürücü denetim sisteminin gerçekleştirilmesi ile literatüre katkı sunulmaktadır.

2. MATRİS ÇEVİRİCİLER VE MODÜLASYON ALGORİTMALARI

2.1. Giriş

Elektrik enerjisinin kontrol edilmesi ve dönüştürülmesi elektrik mühendisliğindeki en önemli işlemlerden birisidir. Güç elektroniği dönüştürücülerinde ve özellikle de yarı iletken güç elemanlarındaki hızlı gelişmelerle birlikte elektrik enerjisinin kontrolünde de büyük ilerlemeler sağlanmıştır. Güç dönüştürücü ailesinin en ilginç yapılarından birisi de AA-AA güç dönüşümü sağlayan matris çeviricilerdir. [15], [43], [44]. Matris çeviriciler alternatif akımdan alternatif akıma doğrudan dönüşüm yapan bir çeviricilerdir. AA kaynağına doğrudan bağlanan AA-AA çeviricilerden olan matris çeviriciler, matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü 9 adet anahtardan oluşur [43], [45]. Bu anahtarlar değişik anahtarlama teknikleri kullanılarak çıkış ünitesine bağlanacak yükün cinsine ve gereksinimlerine cevap verecek değişken frekans ve genlikte dalga şekilleri üretilmesini sağlamaktadır [15]. Matris çeviriciler çift yönlü anahtarlardan oluştukları için iki yönlü çalışabilme olanağına sahiptirler. Bu çift yönlü anahtarlar yardımıyla giriş gerilimini farklı modülasyon algoritmaları ile anahtarlayarak değişken genlik ve frekansta çıkış gerilimi elde edilebilir. Çıkış geriliminin genliği ve frekansı anahtarların iletimde kalma sürelerine bağlıdır [9].

Geleneksel topolojilere göre matris çeviricilerin aşağıda sıralandığı gibi pek çok avantajı vardır:

- Herhangi bir genlik ve frekansa sahip yük gerilimi üretebilmesi,
- İki yönlü anahtar kullanıldığından dolayı şebekeye enerjiyi geri verebilmesi,
- Şebekeden sinüzoidal giriş akımları çekmesi,
- Modülasyon tekniğine bağlı olarak yükün kaynak tarafına yaptığı bozucu etki düzeltilebilirken kaynak tarafındaki güç katsayısı ileri, birim veya geri değerlerde ayarlanabilir,

- Geleneksel tekniklerle karşılaştırıldığında, enerji depolamak için büyük kondansatörler ve bobinler kullanılmadığından boyut büyük ölçüde azaltılabilir,

Bu avantajlarından dolayı matris dönüştürücü topolojisine büyük ilgi duyulmaktadır. Bununla birlikte, matris dönüştürücülerde kullanılan tam kontrollü iki-yönlü anahtarların eş zamanlı komutasyonunu gerçekleştirmek çok zordur. Çünkü komutasyon esnasında güç yarı iletkenlerinin hasar görmesine neden olan aşırı akım ve aşırı gerilimler oluşabilmektedir. Diğer AA-AA dönüştürücülere oranla kullanılan eleman sayısının fazla olması hem topolojisinin gerçekleştirmesini zorlaştırır hem de anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur. Serbest dolaşım yolları bulunmadığından akımın bir anahtardan diğerine güvenli bir şekilde geçmesini sağlamak zordur [46]. Diğer bir dezavantajı ise matris çeviricinin çıkışında elde edilen maksimum çıkış gerilim değeri, giriş geriliminin %86.6'sı kadardır. Bu dezavantajlar, anahtarların güvenli çalışmasını sağlayan yeni komutasyon stratejilerinin geliştirilmesine kadar matris dönüştürücülere olan ilgiyi olumsuz etkilemiştir [47]–[49].

Matris çeviriciler, Venturini, skalar, uzay vektör ve hayali DA link kontrol algoritmaları ile kontrol edilebilmektedir.

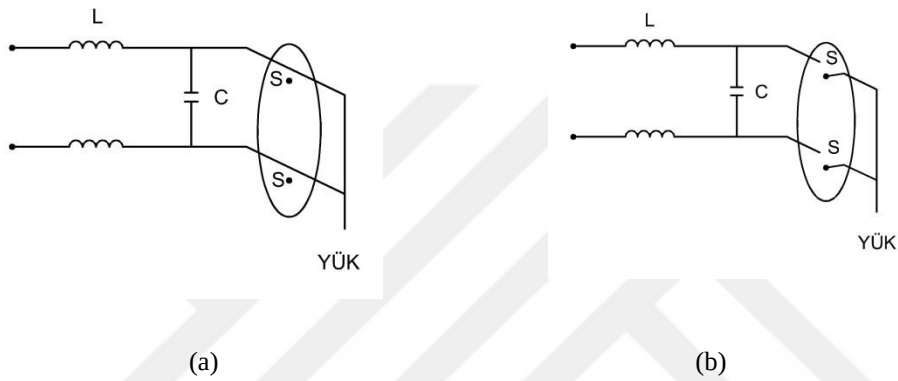
2.2. Matris Çeviricinin Yapısı

Matris çeviricilerin güç devresi her iki yöndeki gerilimi kesebilen dokuz adet iki yönlü anahtardan (S_{ij} , giriş fazları: $i = \{A, B, C\}$, çıkış fazları: $j = \{a, b, c\}$) oluşmaktadır. Bu anahtarların iletim durumlarının uygun kombinasyonlarıyla çıkış gerilimi elde edilmektedir. Anahtarların durumları şöyle ifade edilebilir:

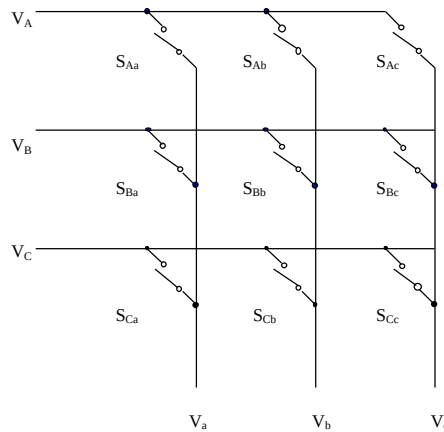
$$\begin{aligned} S_{ij}(t) &= \{0 \quad S_{ij} \text{ anahtarı kesimde} \\ S_{ij}(t) &= \{1 \quad S_{ij} \text{ anahtarı iletimde} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Matris dönüştürücülerde komütasyon, tüm zamanlarda iki temel kurala göre kontrol edilmek zorundadır [50]. Bu kurallar, dönüştürücünün çıkış fazlarından birinde kullanılan iki anahtar düşünülerek gösterilebilir. Dönüştürücünün girişi, gerilim kaynağı olduğundan giriş hattında kısa devreden kaçınmak gereklidir. İndüktif yük durumunda ise yük akımının aniden kesilmemesi gerektiği için matris çeviricinin çıkış hattında açık devreden kaçınmak gereklidir (şekil 2.1).

Çıkış gerilimini genliğinin ve frekansının kontrolü anahtarların iletimde kalma zamanlarının belirlenmesi ile yapılır [51]. Örneğin V_A , V_B , V_C giriş fazları ise V_a çıkış fazı; S_{Aa} anahtarının t_{Aa} süresince iletimde kalması suretiyle V_A fazının çıkışa aktarılması, ardından S_{Ba} anahtarının t_{Ba} süresince iletimde kalması suretiyle V_B fazının çıkışa aktarılması ve son olarak S_{Ca} anahtarının t_{Ca} süresince kapalı kalması suretiyle V_C fazının çıkışa aktarılması suretiyle elde edilir. Anahtarların sabit bir anahtarlama periyodu boyunca bu işlemi sırasıyla tekrarlaması ile çeviricinin çıkış gerilimi elde edilmiş olur [47], [52].



Şekil 2. 1 Kaçınılması gereken durumlar a)Matris çevirici giriş hattında kaçınılması gereken durum b) Matris çevirici çıkış hattında kaçınılması gereken durum (Alesina, A. , Venturini, M. 1981)



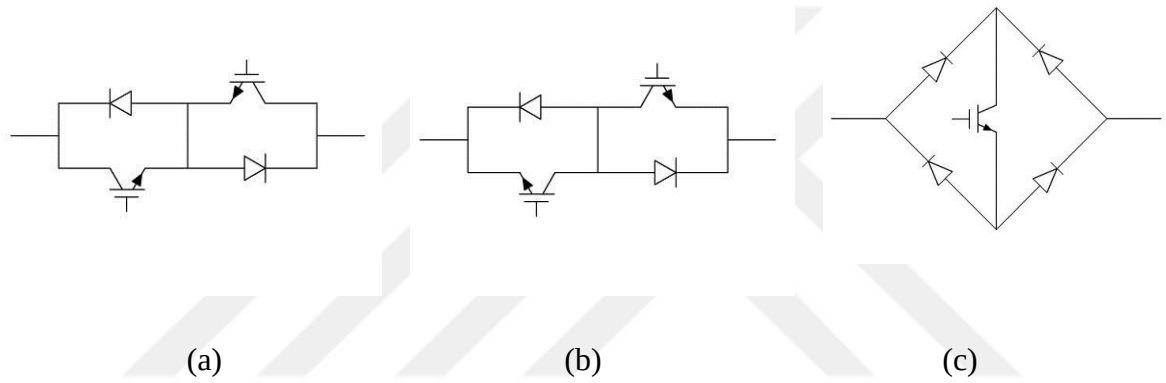
Şekil 2. 2 Üç faz çıkışa sahip matris çeviricinin yapısı ve anahtarların düzenlenme biçimi (Sünter, 1995)

Şekil 2.2’de verilen matris çeviricinin matematiksel modeli, Kirchhoff’un gerilim ve akım kanunu uygulanarak aşağıdaki gibi elde edilebilir [53].

$$\begin{bmatrix} V_{aN}(t) \\ V_{bN}(t) \\ V_{cN}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa}(t) & S_{Ba}(t) & S_{Ca}(t) \\ S_{Ab}(t) & S_{Bb}(t) & S_{Cb}(t) \\ S_{Ac}(t) & S_{Bc}(t) & S_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Denklem 2.2 ve 2.3'ten anlaşılacağı gibi çıkış gerilimleri, sinüzoidal üç giriş gerilimi kullanılarak giriş akımları ise, üç çıkış akımı kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 2. 3 Çift yönlü anahtar konfigürasyonları a) Ortak Emiterli b) Ortak Kolektörlü c) Köprü Diyotlu

Şekil 2.3'de bazı çift yönlü anahtar konfigürasyonları görülmektedir. Anahtarların çift yönlü kullanılmasıyla akım, her iki yönde akabilmektedir.

Ortak emiterli çift yönlü anahtar konfigürasyonunda ters paralel bağlı iki diyot ve iki yarı iletken anahtar'dan oluşur [54]. Diyotlar akımı zıt yönde bloke etmek için eklenmişlerdir. Bu yapıyı kullanmanın birkaç avantajı vardır. Bunlardan başlıcası, akım yönü bağımsız olarak kontrol edilmesidir. Ayrıca yarı iletken kayıpları azdır. Çünkü sadece iki anahtarlama elemanı herhangi bir anda akımı taşır. Her bir çift yönlü anahtar, kapıları sürmek için bir izolasyonlu güç kaynağına ihtiyaç duyar [54], [55]. Fakat her iki anahtar aynı gerilimli ortak emiter noktasına göre sürülebilir.

Ortak kolektörlü çift yönlü anahtarda ortak emiterli yapıya benzerdir. Yarı iletken anahtarlar ortak kolektör konfigürasyonuna göre düzenlenmiştir [4]. İletim kayıpları ortak

emiterli yapınıniki ile aynıdır. Avantajı ise sadece altı izolasyonlu güç kaynağı kapı sürme işaretlerini sağlamak için yeterli olmasıdır.

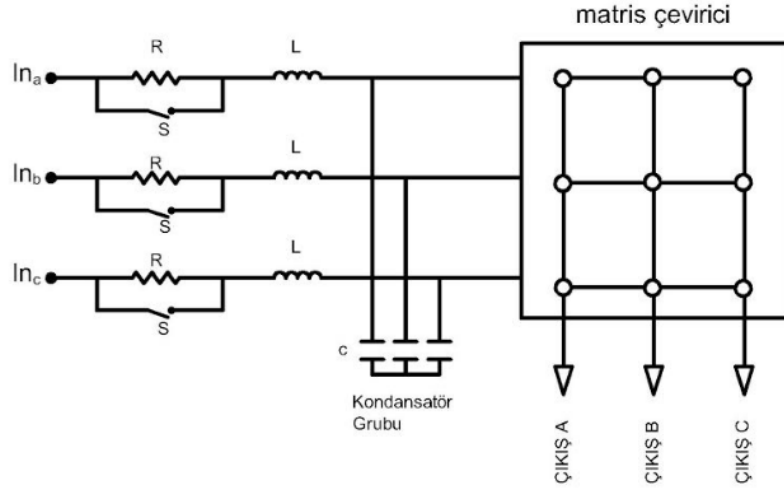
Köprü diyotlu çift yönlü anahtarın konfigürasyonu, bir diyot köprüsünün içine yerleştirilmiş kontrol edilebilen bir anahtardan meydana gelmektedir. Bu bağlantının temel avantajı akımın her iki yönde de aynı anahtar üzerinden taşınması ve sadece bir kontrol işaretine ihtiyaç duymasıdır. Dezavantajı ise, her iki alternansta akım yolu boyunca bir anahtar ve iki diyot olmak üzere üç eleman iletimde olmasıdır [52], [56]. Burada toplam gerilim düşümü, anahtar ve diyotların gerilim düşümlerinin toplamına eşit olur [57]. Akım yolu üzerinde daima iletimde üç eleman olduğundan bu yapıda yarı iletken kayıpları fazladır ve anahtar her iki alternansta da akımı taşıdığı için diğer yapılara göre daha büyük akımlı olarak seçilmelidir. Eğer çevricide yüksek anahtarlama frekansı kullanılıyorsa diyotların hızlı düzelme zamanlarına sahip olmaları gerekir [46], [53].

2.2.1 Giriş Filtreleri

Filtreler, giriş akımında bulunan anahtarlama frekansı civarındaki harmonikleri azaltmak için matris çevircinin girişinde kullanılmak zorundadır. Filtreden beklenenler aşağıdaki gibidir [4], [5]:

- Kapasitörlerin ağırlık ve hacmini minimize etmesi
- Çevircinin anahtarlama frekansından daha düşük bir kesme frekansına sahip olması
- Gerilim transfer oranındaki azalmadan kaçınmak için akım oranlarında filtre indüktans gerilim düşümünü minimize etmesi

Bu filtrenin yükten gelen enerjiyi depolama ihtiyacı olmadığı belirtilmelidir. Basit ve çok aşamalı LC gibi birçok filtre konfigürasyonu mevcuttur. Şekil 2.4’de basit bir LC filtreleme devresi görülmektedir. Matris çevirici bloğu üzerinde rastgele bir anahtarların iletim durumlarına bir örnek verilmiştir.

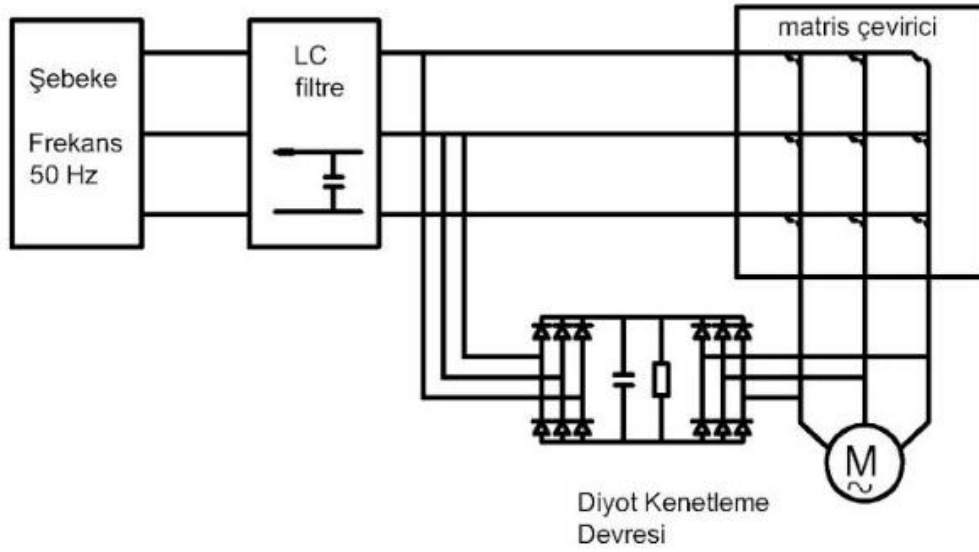


Şekil 2. 4 LC filtreli matris çevirici topolojisi

Enerji depolamak için büyük reaktif bileşenlere gerek yoktur dolayısıyla matris çeviricinin saf silisyumlu çevirici olması istenilir. Giriş filtresinin LC konfigürasyonundan dolayı, matris çeviricinin güç artış süreci esnasında bazı problemler ortaya çıkar. LC devresinin geçici çalışma esnasında aşırı gerilim üreteceği bilinir. Aşırı gerilimleri azaltmak için şekil 2.4’de gösterildiği gibi söndürme (damping) dirençlerinin bağlantıları önerilmektedir. Matris çevirici çalışmaya başladığında söndürme dirençleri kısa devre edilir.

2.2.2 Aşırı Gerilimden Koruma

Matris çeviricide, aşırı gerilimler giriş tarafında görülebilir. Ayrıca tehlikeli aşırı gerilimler, indüktif akım yüzünden çıkış tarafında da görülebilir. Anahtarlar kesimde iken yük akımı aniden kesilir. Motor indüktansında biriken enerji tehlikeli aşırı gerilimler oluşturulmadan boşaltılmak zorundadır. Şekil 2.5’de gösterilen bir kenetleme devresi, yük ve kaynaktan gelen aşırı gerilimlerden kaçınmak için en yaygın kullanılan çözümlerinden biridir. Bu kenetleme konfigürasyonu, kapasitörü matris çeviricinin giriş ve çıkış uçlarına bağlamak için 12 hızlı diyot kullanılır. Bir kenetleme devresi kullanmaksızın çeviricinin kontrollü kapanması önerilmektedir. Bu strateji, aşırı gerilim üretiminden kaçınarak motor akımını sıfıra düşürmek için kontrollü boşluk yollarını kullanır.



Şekil 2. 5 Kenetleme devreli matris çevirici topolojisi

2.3 Matris Çeviricide Modülasyon Teknikleri

Matris Çevirici sabit genlik ve frekanslı bir kaynaktan beslenmektedir. Matris çeviricinin çıkışında ise, ayarlanabilir genlik frekans elde edilmesi istenmektedir. Bunun için matris çevirinin anahtarlarının iletimde/kesimde kalma sürelerini ve sıralarını belirlemek gerekir. Bununla birlikte, düşük bir harmonik bozulma ve maksimum genlik ile çalışması arzu edilmektedir. Çevirinin çıkışında istenen durumları sağlayabilmek için bazı modülasyon algoritmaları geliştirilmiştir. Bu algoritmalar; Venturini, skaler ve uzay vektör olarak sıralanabilir [6], [9], [12]. İleriki çalışmalarda venturini algoritması Sunter-Clare gibi bilim insanları tarafından modifiye edilmiştir. Etkin olarak maksimum gerilim transfer oranı 0.866 olarak elde edilebilmektedir. Bu gerilim oranının 1.053 değerine kadar çıkarabilen algoritmalar da mevcuttur. Fakat gerilim dalga şeklinde önemli ölçüde bozulmalar gözlemlendiğinden pratik çalışmalarda elverişli değildir [58]. Tez çalışmasında matris çeviricinin Venturini modülasyon tekniğine göre benzetimi gerçekleştirilmiştir.

2.3.1 Venturini Kontrol Algoritması

Venturini algoritmasına ait matematiksel denklemler aşağıda açıklanmıştır. Bu kontrol algoritması sınırsız çıkış frekansı elde edilmesi, giriş akımlarının ve çıkış geriliminin dalga şeklinin sinüzoidal olması ve giriş yer değiştirme faktörünün kontrol edilebilmesi olanaklarını sağlar.

Modülasyon probleminin çözümü boyunca anahtarların ideal ve çeviriciye uygulanan gerilimin saf sinüs olduğu kabul edilecektir, giriş gerilimi V_{ABC} , çıkış gerilimi V_{abc} olmak üzere giriş ve çıkış gerilimleri arasında;

$$V_{abc} = [m]V_{ABC} \quad (2.4)$$

şeklinde bir ilişki yazmak mümkündür. Burada $[m]$ modülasyon katsayı matrisidir.

$V_{ABC} = [V_A \ V_B \ V_C]^T$ ve $V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ olmak üzere, denklem 2.4'deki ifade modülasyon terimleri cinsinden yazılacak olursa;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

denklem 2.5'teki gibi giriş çıkış gerilimleri altında analitik bir ilişki türetilebilir. Çıkış gerilimine ait dalga şeklinin sinüzoidal yapıda olması, anahtarlama frekansı f_s 'nin büyüklüğü ile doğrudan orantılıdır. Matris çeviricinin çıkış akımlarının sinüzoidal yapıda olduğu bilindiğine göre, giriş ve çıkış akımları arasındaki benzer ilişki aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$I_{ABC} = [m]^T I_{abc} \quad (2.6)$$

Burada $[m]^T$ modülasyon katsayı matrisinin transpozesidir. $I_{ABC} = [I_A \ I_B \ I_C]^T$ ve $I_{abc} = [I_a \ I_b \ I_c]^T$ olmak üzere denklem 2.6'daki ifade modülasyon terimleri cinsinden yazılacak olursa;

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

elde edilir. Denklem 2.5 ve denklem 2.7'ye bakılırsa çevirici çıkış gerilimlerinin giriş gerilimlerinin modülasyon katsayı matrisi ile çarpımından oluştuğu ve çevirici giriş akımlarının da çıkış akımlarının modülasyon katsayı matrisinin transpozu ile çarpımından oluştuğu görülür. Anahtarlama frekansı f_s 'nin periyodu T_s kadar ise, modülasyon katsayı matrisi $[m]$ elemanlarının anahtarlama periyodu ile anahtarın iletimde kalma süreleri cinsinden aralarındaki ilişki denklem 2.8 ve 2.9'daki gibidir.

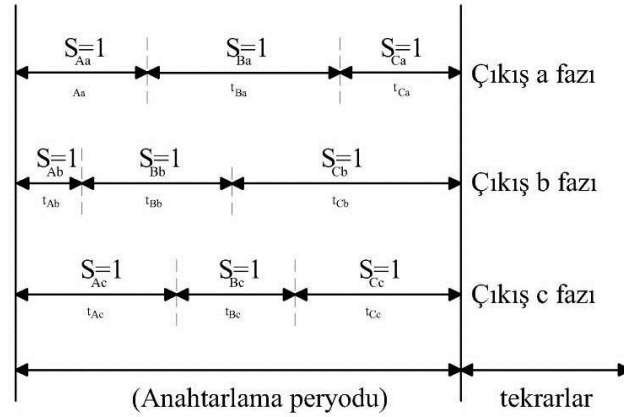
$$\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} m_{Aa} + m_{Ba} + m_{Ca} &= 1 \\ m_{Ab} + m_{Bb} + m_{Cb} &= 1 \\ m_{Ac} + m_{Bc} + m_{Cc} &= 1 \end{aligned} \quad \text{ve} \quad \begin{bmatrix} t_{Aa} + t_{Ba} + t_{Ca} = T_s \\ t_{Ab} + t_{Bb} + t_{Cb} = T_s \\ t_{Ac} + t_{Bc} + t_{Cc} = T_s \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Sinüzoidal 3-faz giriş gerilimlerinden yine sinüzoidal ve istenen genlik ve frekansta çıkış 3-faz gerilimleri elde edildiğine göre, $V_{A,B,C}(t)$ giriş gerilimlerini şu şekilde yazmak mümkündür.

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Şeklinde yazılabilir. Anahtarlama frekansı f_s ve anahtarlama periyodu T_s ise, her fazın S_{Aa} , S_{Ba} , S_{Ca} , S_{Ab} , S_{Bb} , S_{Cb} , S_{Ac} , S_{Bc} , S_{Cc} anahtarları bir periyot boyunca t_{Aa} , t_{Ba} , t_{Ca} süreleri ile açılıp kapanacaklardır. Anahtarlama periyodu T_s anahtarlama sürelerinin toplamına eşittir (şekil 2.6).



Şekil 2. 6 Anahtarlama sürelerinin genel formu

Çıkış Geriliminin Dalga Şekli

Bir periyot boyunca $V_a(t), V_b(t), V_c(t)$, çıkış gerilimlerinin, giriş fazlarının anahtarlama suretiyle elde edilen, kısmi parçalardan oluşan ortalama değerinin zamana bağlı değişimi denklem 2.11'deki gibidir:

$$\begin{aligned}
V_a(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Aa}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Ba}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Ca}}{T_s} \\
V_b(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Ab}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Bb}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Cb}}{T_s} \\
V_c(t) &= V_{im} \cos(\omega_i t) \frac{t_{Ac}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \frac{t_{Bc}}{T_s} + V_{im} \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \frac{t_{Cc}}{T_s}
\end{aligned} \tag{2.11}$$

Oluşan çıkış geriliminin dalga şekli üç fazlı giriş geriliminin anahtarlanması ile oluşan süreksiz bir fonksiyondur. Genel olarak çıkış gerilimine etki eden unsurlar, giriş geriliminin genliği, frekansı ve anahtarlama şeklidir. $2\pi f_s \gg \omega_i, \omega_0$ olması kaydıyla çıkışı oluşturan kısmi parçalar temel olarak çıkışın ortalama değerine bağlıdır.

ω_i, ω_0 ve ω_m sırasıyla giriş gerilim açısal frekansı, çıkış gerilim açısal frekansı ve modülasyon açısal frekansdır. Anahtarlama süreleri ω_m frekansında ve T_s anahtarlama periyodunda modüle edilirse, çıkış frekansı $\omega_0 = \omega_i + \omega_m$ olur. 3 fazlı anahtarlama süreleri denklem 2.12'deki gibidir.

$$\begin{aligned}
&\left. \begin{aligned} t_{Aa} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m + \theta)) \\ t_{Ba} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos \left(\omega_m + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ t_{Ca} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos \left(\omega_m + \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \end{aligned} \right\} a \text{ fazı} \\
&\left. \begin{aligned} t_{Ab} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos \left(\omega_m + \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ t_{Bb} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m + \theta)) \\ t_{Cb} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos \left(\omega_m + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{aligned} \right\} b \text{ fazı} \\
&\left. \begin{aligned} t_{Ac} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos \left(\omega_m + \theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ t_{Bc} &= \frac{T_s}{3} \left(1 + 2q \cos \left(\omega_m + \theta - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \\ t_{Cc} &= \frac{T_s}{3} (1 + 2q \cos(\omega_m + \theta)) \end{aligned} \right\} c \text{ fazı}
\end{aligned} \tag{2.12}$$

şeklinde ifade edilir. Formüllerde θ , bağıl fazı, q da gerilim oranını belirtir. İstenilen koşullarını sağlayan $M(t)$ kontrol matrisi denklem 2.14'te gösterildiği gibi sağlanır.

$$V_0(t) = M(t)V_i(t) \tag{2.13}$$

$$M(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$M_{(t)}$ kontrol matrisi 9 anahtarın iletimde kalma süreleridir, $A = \omega_m t + \theta$ ve $\omega_m = \omega_0 - \omega_i$ 'dir. Denklem 2.14, denklem 2.13'te yerine konulup düzenlemeler yapılnca çıkış gerilimi denklem 2.15'deki gibi elde edilir. Burada, gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.5$ arasında değişmektedir [4], [59]. Bu modülasyon tekniğine göre bağıl fazı $t=0$ anında θ olan ω_0 frekansında ve qV_{im} genliğinde bir çıkış geriliminin elde edileceğini göstermektedir.

Matris çeviricinin çıkış gerilimi,

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} = qV_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \theta) \\ \cos(\omega_0 t + \theta + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_0 t + \theta + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

şeklinde elde edilecektir.

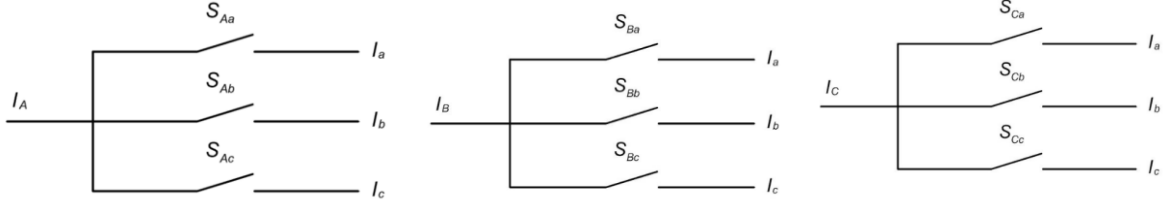
Matris çeviricinin çalıştırılmasında özel bir durum ω_m 'in negatif ve $|\omega_m| > \omega_i$ olması durumunda meydana gelir [60]. Bu şartlar altında çıkış gerilimi ters dönecektir ($\omega_0 < 0$). Bu özellikten dolayı matris çevirici çıkışında bir asenkron ya da senkron motor besleniyorsa, bu durum motorların her iki yönde döndürülmesine olanak vermektedir. Diğer bir özel durumda $\omega_m = 0$ olması halidir. Bu durumda çıkış frekansı girişe eşit olacaktır. $\omega_m = -\omega_i$ olması durumunda da çıkış DA olacaktır ($\omega_0 = 0$) ve matris çevirici bir doğrultucu gibi davranacaktır.

Giriş Akımının Dalga Şekli

Çevirici üç fazlı $\emptyset_0$ faz açısındaki omik-endüktif bir yüke bağlandığında çıkış akımları aşağıdaki eşitlik 2.16'da olduğu gibi gerçekleşir.

$$\begin{bmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{bmatrix} = I_{0m} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t + \emptyset_0) \\ \cos(\omega_0 t + \emptyset_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_0 t + \emptyset_0 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Yukarıdaki eşitlikte basitliği sağlamak amacıyla $\emptyset_0 = 0$ alınmıştır.



Şekil 2. 7 Akım bileşenleri için anahtarların yerleştirilme biçimi (Sünter, 1995)

Giriş akımları aynı faz girişine bağlanan üç anahtar akımının toplamından oluşur. Bu durum şekil 2.7.'de gösterilmiştir. Örneğin I_A giriş akımı bir anahtarlama periyodu boyunca I_a , I_b , I_c çıkış akımlarının toplamından oluşmaktadır. Buradan da anlaşılacağı üzere giriş akımlarının yapısı çıkış gerilimlerinin yapısına benzemektedir. Dolayısıyla giriş akımları matrisi, kontrol matrisinin transpozesi ile çıkış akımları matrisinin çarpımına eşit olacaktır [61]. Bu durum denklem 2.17'de gösterilmiştir.

$$I_i(t) = M^T(t)I_0(t) \quad (2.17)$$

Burada kontrol matrisinin transpozesi (M^T),

$$M^T(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

şeklinde dir. Giriş akımları için 2.16 eşitliğinin açık hali yazılacak olursa 2.19 eşitliği elde edilir.

$$I_i(t) = \begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0m}\cos(\omega_0 t + \emptyset_0) \\ I_{0m}\cos(\omega_0 t + \emptyset_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ I_{0m}\cos(\omega_0 t + \emptyset_0 + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Eşitliklerde $A = \omega_m t + \emptyset$ ve $\omega_m = \omega_0 - \omega_i$ şeklindedir. Eşitlik 2.17'de işlemler yapıldığında 2.20 eşitliği elde edilir .

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = qI_{0m} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \phi_0) \\ \cos(\omega_i t + \phi_0 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \phi_0 - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Eşitlik (2.20).’den görüldüğü üzere matris çeviricinin giriş akımları sinüzoidal şekilde, ω_i frekansında değişmektedir ve dengelidir. Yer değiştirme faktörünün de yükün yer değiştirme faktörüne ($\cos\phi_0$) eşit olduğu görülmektedir.

Pozitif faz peryodu modu olarak adlandırılan $\omega_m = [\omega_0 - \omega_i]$ yerine, negatif faz peryodu modu olarak adlandırılan $\omega_m = -[\omega_0 + \omega_i]$ konulduğunda eşitlik 2.14’deki çıkış geriliminin ifadesi aynı olacaktır. Ancak giriş akımının faz açısı ters dönecektir. Bu durumda giriş akımlarının ifadesi 2.21’deki gibi olacaktır.

$$\begin{bmatrix} I_A(t) \\ I_B(t) \\ I_C(t) \end{bmatrix} = qI_{0m} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \phi_0) \\ \cos(\omega_i t - \phi_0 - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t - \phi_0 - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Sonuç olarak endüktif yük karakteristiği çeviricinin giriş ucunda kapasitif yük karakteristiğine dönüştürülmüş olur. Yer değiştirme faktörünün yükün güç faktörüne eşit olduğu görülür. Bu özellik matris çeviricilerin önemli üstünlüklerinden birini oluşturur.

Giriş Yer Değiştirme Faktörünün Kontrolü

Giriş yer değiştirme faktörünün kontrolü aynı yükü besleyen paralel bağlı iki çeviricinin kullanılmasıyla açıklanır. Matris çeviricilerden biri pozitif faz periyodu modunda ($\omega_m = [\omega_0 - \omega_i]$) çalışırken diğeri ise negatif faz periyodunda ($\omega_m = -[\omega_0 - \omega_i]$) çalışmaktadır. Bu çalışmaya ilişkin fazör diyagramı Şekil 2.8.’de gösterilmiştir. Bu şekilde çalışan matris çeviricilerin çıkışı ile tek başına çalıştırılan matris çeviricinin çıkışı aynıdır. Ancak negatif ve pozitif faz periyodu modunda paralel olarak çalıştırılan çeviriciler ile yükün yer değiştirme faktörüne bağlı olmaksızın omik, endüktif veya kapasitif yer değiştirme faktörünü çeviricinin giriş uçlarında elde etmek mümkündür.

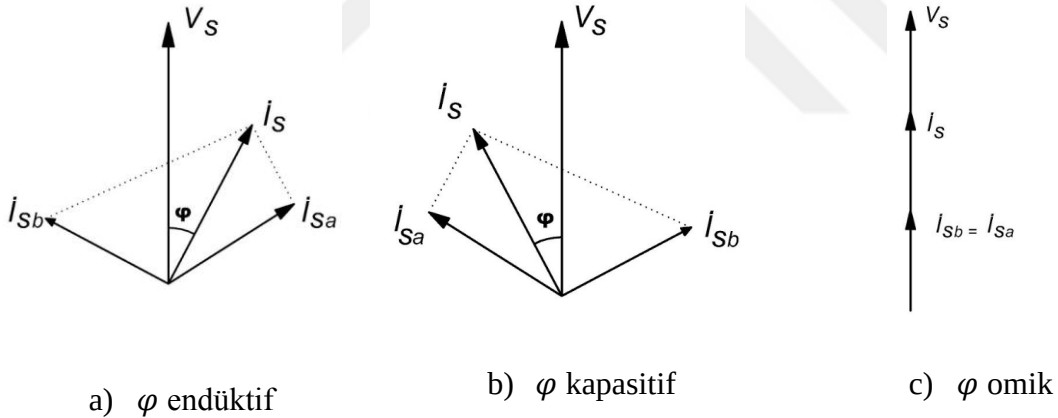
Bu durum için kontrol matrisi $M_{(t)}$ yeniden denklem 2.22’deki gibi tanımlanır.

$$M(t) = \frac{1}{3}\alpha_1 \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(A)) \end{bmatrix} + \frac{1}{3}\alpha_2 \begin{bmatrix} \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B - \frac{4\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B)) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B - \frac{2\pi}{3})) \\ \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B - \frac{2\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B - \frac{4\pi}{3})) & \frac{1}{3}(1 + 2q\cos(B)) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Burada $A = \omega_m t$, $B = -(\omega_m + 2\omega_i)t$, $\theta = 0$ için,

$$\alpha_1 = \frac{1}{2}[1 + \tan\varphi_i \cot\varphi_0], \alpha_2 = 1 - \alpha_1 = \frac{1}{2}[1 - \tan\varphi_i \cot\varphi_0]$$

$\varphi_i = \arctan[(\alpha_1 - \alpha_2)\tan\varphi_0]$, $q = \frac{v_0}{v_i}$, $1 > (\alpha_1 - \alpha_2) > -1$, $0 \leq q \leq 0.5$ şeklindedir.



Şekil 2. 8 Endüktif çıkış akımı için giriş akımının faz açısının değişimi

Endüktif karakterde bir yükün beslenmesi örneği incelendiğinde çeviricinin giriş karakteristiği endüktif, kapasitif, veya omik yapılabilir. α_1 ve α_2 ’nin değişimine bağlı olarak elde edilebilecek karakteristikler aşağıda verilmiştir.

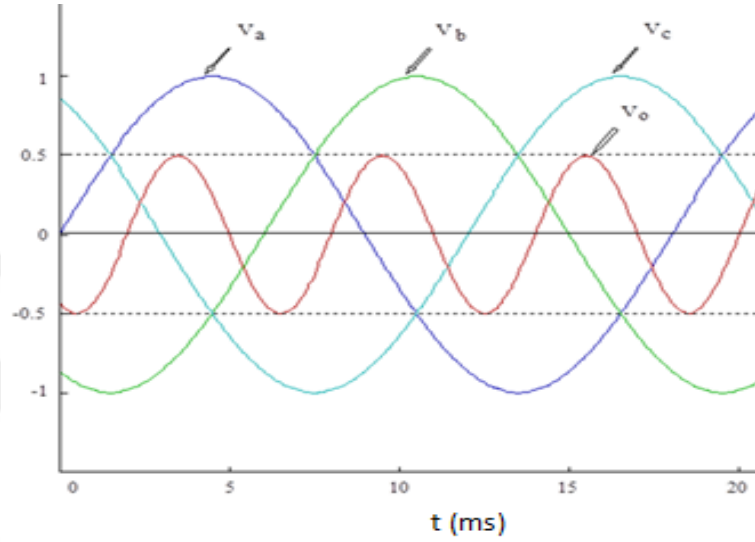
$\alpha_1 = \alpha_2$: Omik karakteristik (Akım gerilimle aynı fazda)

$\alpha_1 > \alpha_2$: Endüktif karakteristik (Akım gerilimden ϕ_i kadar geride)

$\alpha_1 < \alpha_2$: Kapasitif karakteristik (Akım gerilimden ϕ_i kadar ileride)

Matris çeviricinin çıkış gerilimleri ve giriş akımları daha öce verilen eşitliklerde yeni tanımladığımız kontrol matrisi kullanılarak denklem 2.23'deki gibi hesaplanabilir.

$$V_o(t) = M(t)V_i(t), \quad I_i(t) = M^T I_o(t) \quad (2.23)$$



Şekil 2. 9 Matris çeviricinin üç faz giriş geriliminden elde edilen çıkış gerilimi

Denklem 2.21 $q \leq 0.5$ koşulu için geçerlidir. Şekil 2.9'da görüldüğü gibi çıkış gerilimi giriş geriliminin büyüklüğünün yarısı ile sınırlanmaktadır. Çıkış geriliminin sınırlanması, matris çeviricilerin, DA beslemeli darbe genişlik modülasyonlu (PWM) eviricilere göre önemli bir dezavantajını oluşturur.

2.3.2 Venturini Algoritmasının Basitleştirilmiş Versiyonu (Sunter-Clare Algoritması)

Matris çeviricinin çıkış gerilim dalga şekli, 3-fazlı giriş geriliminin dalga şeklinin içinde olmalıdır. Maksimum çıkış geriliminin genliği, değişken minimum giriş gerilimi değerinden elde edilir [5]. Bu durum denklem 2.24'de görülmektedir.

$$\min_{0 \leq \omega_i t \leq 2\pi} (V_{im} - V_{i \min}) = \max_{0 \leq \omega_o t \leq 2\pi} (V_{om} - V_{o \min}) \quad (2.24)$$

Denklem 2.24'de giriş ve çıkış dalga şekilleri göz önüne alınarak, değerler yerlerine yazıldığında 2.25 ve 2.26 eşitlikleri elde edilir.

$$\frac{3}{2} V_i = \sqrt{3} V_o \quad (2.25)$$

$$V_{0m} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_i = 0.866 V_i \quad (2.26)$$

Böylece mümkün olan maksimum çıkış gerilim değeri 2.26'da gösterildiği gibi elde edilir. Çıkış gerilimi, giriş geriliminin büyüklüğünün 0.866 katı ile sınırlıdır. Matris çeviricilerde maksimum çıkış gerilim değerine ulaşılabilmesi için hesaplamalara giriş ve çıkış sinyallerinin 3. harmoniği çıkış dalga şekline eklenerek $q=0.5$ değeri artırılabilir. Giriş geriliminin $1/4$ genlikli 3. harmoniği hedef çıkış gerilimlerinin her birine eklenilir. Bu durumda gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.75$ olur.

$$V_0(t) = \left[V_0 \cdot \cos(\omega_0 t + (k-1) \cdot 2\pi/3) + (1/4) \cdot V_i \cos(3\omega_i t) \right]_{k=1}^3 \quad (2.27)$$

Üçüncü harmonik eklenmesi ile çıkış gerilimi dalga biçimlerinin nötr noktasının, giriş dalga biçimlerinin nötrüne göre hareketine neden olur. Matris dönüştürücüsünün yükü ile besleme arasında hiçbir nötr bağlantısı yoktur ve bu yüzden üçüncü harmonik ekleme yükte bir akım akışına neden olmamaktadır. bu durumdan ötürü yükün çalışması etkilenmez.

İkinci bir yöntem de çıkış geriliminin $1/6$ genlikli 3. harmoniği çıkış dalga şekline eklemektir. Bu durumda çıkış gerilimi 2.28 eşitliği gibi elde edilir,

$$V_0(t) = \left[V_0 \cdot \cos(\omega_0 t + (k-1) \cdot 2\pi/3) + (1/4) \cdot V_i \cos(3\omega_i t) - (1/6) V_0 \cos(3\omega_0 t) \right]_{k=1}^3 \quad (2.28)$$

ve gerilim oranı $0 \leq q \leq 0.866$ olur.

Venturini algoritmasının basitleştirilmiş şekli gerçek zaman uygulaması için uygundur ve birim giriş yer değiştirme faktörüyle bir kontrol algoritması sağlar. Her zamanlama anını ve giriş gerilim dalga şeklinin sıfır geçiş noktasını bulmak yerine Venturini algoritmasının basitleştirilmiş şekli her ardışıl zamanda üç fazlı giriş gerilimleri bakımından tanımlanır [5]. Birim güç faktörü için β giriş fazı ve γ çıkış fazı arasında bulunan anahtarın iletim süreleri 2.29 eşitliği gibi ifade edilebilir .

$$T_{\beta\gamma} = T_s \left[\frac{1}{3} + \frac{2V_{0\gamma}V_{i\beta}}{3V_{im}^2} + \frac{2q}{9q_m} \sin(\omega_i t + \varphi_\beta) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (2.29)$$

φ_β A,B,C giriş fazlarının açısıdır (0, $2\pi/3$, $4\pi/3$), q_m maksimum gerilim oranı (0.866), q istenen gerilim oranı, V_{im} giriş geriliminin tepe değeri, T_s örnekleme periyodu, $V_{i\beta}$ ilgili giriş geriliminin fazının anlık değeri ve ω_i giriş frekansıdır. $V_{0\gamma}$ çıkış gerilimi ise denklem 2.30 şeklinde ifade edilir ;

$$V_{0\gamma} = qV_{im} \cos(\omega_0 t + \varphi_\gamma) - \frac{q}{6} V_{im} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{4} \frac{q}{q_m} V_{im} \cos(3\omega_i t) \quad (2.30)$$

φ_γ : a,b,c çıkış fazlarının faz açısı (0, $2\pi/3$, $4\pi/3$), ω_0 çıkış frekansıdır. Denklem 2.30'dan görüldüğü gibi istenen çıkış geriliminin giriş ve çıkış frekanslarında 3. harmoniği bulunmaktadır. Bunun sebebi olabilecek maksimum gerilim oranının elde edilebilmesidir [17].

Matris çeviricinin çıkış geriliminin kontrolü özellikle kapalı çevrim hız ya da moment kontrolü yapılacak olan sistemlerde değişken frekans ve gerilim kontrolünü gerçekleştirebilmek için her örnekleme periyodunda anahtarın iletim sürelerinin hesaplanması için bu yaklaşım gereklidir.

Sunter-Clare algoritmasında, her örnekleme periyodunda gerilim oranı q 'nın hesaplanabilmesi için matris çeviricinin giriş geriliminin ve çıkış geriliminin maksimum değerinin bilinmesi gerekir. Bu değerler 2.31-2.35 denklemleri yardımıyla hesaplanabilir [17], [59];

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9} (V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB}V_{BC}) \quad (2.31)$$

$$\omega_i t = \arctan\left(\frac{V_{BC}}{\sqrt{3}\left(\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC}\right)}\right) \quad (2.32)$$

$$V_{0m}^2 = \frac{2}{3} (V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (2.33)$$

$$\omega_0 t = \arctan\left(\frac{V_b - V_c}{\sqrt{3}V_a}\right) \quad (2.34)$$

$$q = \sqrt{\frac{V_{0m}^2}{V_{im}^2}} \quad (2.35)$$

2.3.3. Skalar Kontrol Algoritması

Roy tarafından önerilen skalar modülasyon metodu, anahtarların görev periyotlarını doğrudan giriş gerilimlerinin ölçülmesi ile hesaplanarak geliştirilen tipik bir modülasyon metodudur [16]. Bu modülasyon metodunun geliştirilmesinin sebebi, Venturini modülasyon metodunun karmaşık ve anlaşılmasının zor olmasıdır.

Skalar metod, anlık giriş gerilimlerinin ölçülmesine ve aşağıdaki algoritmayı takip eden onların bağıl genliklerinin karşılaştırılmasına dayanır.

K-L-M değişken alt simgeleri aşağıdaki kurallara göre A-B-C giriş gerilimi alt simgelerinden herhangi birisi için saptanmıştır.

Kural 1: M herhangi diğer iki fazdan farklı kutupsallığa sahip giriş fazının alt simgesidir.

Kural 2: K ile L aynı kutupsallığı paylaşan fazlar için saptanmış alt simgeler olup mutlak değerce daha küçük olan K'dır. Modülasyon görev periyodları 2.36-2.38 eşitliklerindeki gibi verilebilir (j=a,b,c).

$$m_{Lj} = \frac{(V_j - V_M) \cdot V_L}{1.5V_{im}^2} \quad (2.36)$$

$$m_{Kj} = \frac{(V_j - V_M) \cdot V_K}{1.5V_{im}^2} \quad (2.37)$$

$$m_{Mj} = 1 - (m_{Lj} - m_{Kj}) \quad (2.38)$$

2.36-2.38 eşitliklerinde kullanılan V_j hedef çıkış gerilimi denklem 2.27'de verilen Venturini algoritması için kullanılan ile aynıdır. Açık farklara rağmen, bu metot optimum Venturini metoduyla hemen hemen aynı anahtarlama zamanları sağlar.

$$m_{Kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_K V_j}{V_{im}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (2.39)$$

$$m_{Kj} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_K V_j}{V_{im}^2} + \frac{2}{3} \sin(\omega_i t + \beta_K) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (2.40)$$

$\beta_K : 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$ sırasıyla A,B,C giriş fazlarına,

$K=A,B,C$ ve $j=a,b,c$ 'ye karşılık gelir. Denklem 2.39'de Venturini modülasyon metodu için ifade edilen modülasyon doluluk oranları, maksimum çıkış geriliminde $\left(q = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866\right)$ denklem 2.38'de verilen skaler metodun görev peryodlarıyla aynıdır.

Metodlar arasındaki tek fark, 2.39 eşitliğinde q yerine $\left(q = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866\right)$ değerini koyarak

2.38 eşitliğinin elde edilmesidir. Yani skaler metod da q maksimum değerinde sabitlenmiştir. Skalar kontrol algoritması ayrıca Venturini metoduyla karşılaştırılmasına izin verecek pratik matris dönüştürücüsünde de uygulanmaktadır. Bu algoritmanın ana sakıncası giriş gerilimlerine K,L,M alt sembolleri uyarlama yönünden dolayı üç fazlı giriş gerilimlerinin tam olarak bilinmesini gerektirmektedir. Giriş hattının veya faz gerilimlerinin sıfır geçiş ölçümlerindeki herhangi bir gürültü bu noktada giriş fazları arasında K,L,M alt sembollerinin istenmeyen değişimine neden olmaktadır. Bu yüzden görev peryodlarında önemli bir hata meydana gelecektir.

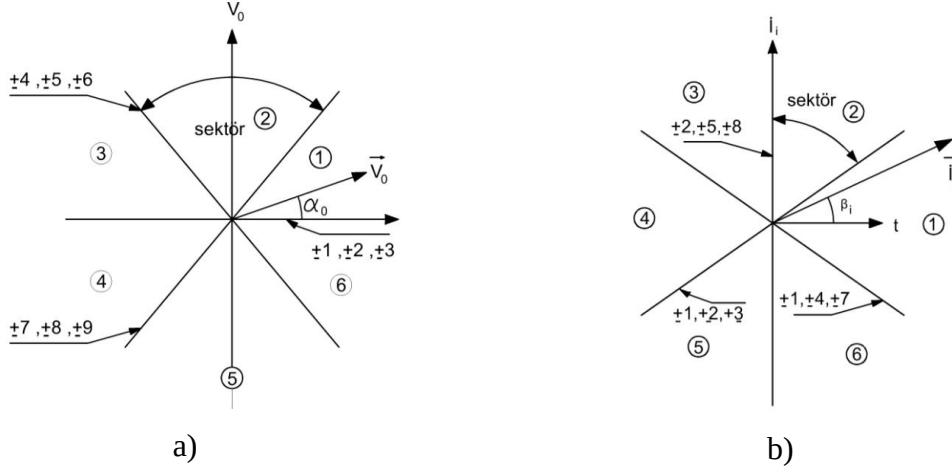
2.3.4 Uzay Vektör Modülasyon Algoritması

1989 yılında Huber ve Borojecevic tarafından önerilen uzay vektör modülasyon (SVM) algoritması, üç faz giriş akımlarının ve üç faz çıkış hat gerilimlerinin uzay vektör düzleminde gösterilmesine dayanır [20][8][21][22][23]. Bu modülasyonda, matris çevirici 27 adet anahtarlama durumuna müsaade etmektedir. Son 3 anahtarlama durumu sıfır giriş akımı ve çıkış gerilimi vektörünü temsil ettiğinden sadece 21 anahtarlama durumu söz konusudur [9]. Bu anahtarlama durumları tablo 2.1'de gösterilmiştir.

Tablo 2.1 Uzak vektör modülasyon algoritmasında kullanılan anahtarlama durumları

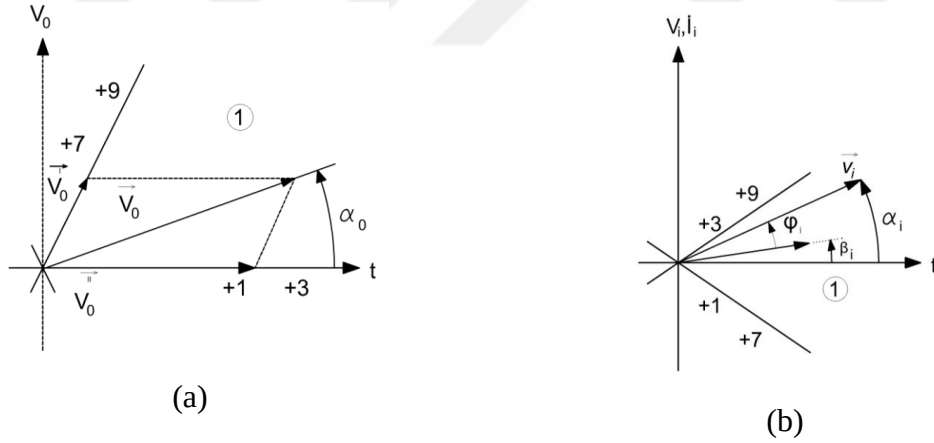
Anahtar Konfigürasyonu	İletimdeki Anahtarlar			V_0	α_0	$\dot{I}_i$	β_i
+1	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{Bc}	$2/3 v_{12i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{01}$	$-\pi/6$
-1	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{AA}	$-2/3 v_{12i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{01}$	$-\pi/6$
+2	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Cc}	$2/3 v_{23i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{01}$	$\pi/2$
-2	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Bc}	$-2/3 v_{23i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{01}$	$\pi/2$
+3	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{AA}	$2/3 v_{31i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{01}$	$7\pi/6$
-3	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{Cc}	$-2/3 v_{31i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{01}$	$7\pi/6$
+4	S_{Ba}	S_{Ab}	S_{Bc}	$2/3 v_{12i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{02}$	$-\pi/6$
-4	S_{Aa}	S_{Bb}	S_{AA}	$-2/3 v_{12i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{02}$	$-\pi/6$
+5	S_{Ca}	S_{Bb}	S_{Cc}	$2/3 v_{23i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{02}$	$\pi/2$
-5	S_{Ba}	S_{Cb}	S_{Bc}	$-2/3 v_{23i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{02}$	$\pi/2$
+6	S_{Aa}	S_{Cb}	S_{AA}	$2/3 v_{31i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{02}$	$7\pi/6$
-6	S_{Ca}	S_{Ab}	S_{Cc}	$-2/3 v_{31i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{02}$	$7\pi/6$
+7	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{AA}	$2/3 v_{12i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{03}$	$-\pi/6$
-7	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Bc}	$-2/3 v_{12i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{03}$	$-\pi/6$
+8	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Bc}	$2/3 v_{23i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{03}$	$\pi/2$
-8	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Cc}	$-2/3 v_{23i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{03}$	$\pi/2$
+9	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{AA}	$2/3 v_{31i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{03}$	$7\pi/6$
-9	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{AA}	$-2/3 v_{31i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{03}$	$7\pi/6$
0_1	S_{Aa}	S_{Ab}	S_{Bc}	0	0	0	-
0_2	S_{Ba}	S_{Bb}	S_{Cc}	0	0	0	-
0_3	S_{Ca}	S_{Cb}	S_{Cc}	0	0	0	-

Tablo 2.1’de verilen ilk 18 anahtarlama Şekil 2.10’da verilen $\bar{V}_0$ çıkış gerilim vektörü ve $\bar{I}_i$ giriş akım vektörü ile belirlenir. Giriş hat gerilimi ve çıkış hat akımının anlık değeri bu vektörlerin büyüklüklerini belirler.



Şekil 2. 10 a) Üretilen çıkış faz gerilim vektörü, b) Üretilen giriş faz akım vektörü

Matris çevirici için SVM algoritması, çıkış gerilim vektörünü ve anlık giriş yer değiştirme açısının her ikisini de tam olarak kontrol etme kabiliyetine sahiptir [4]. Çıkış gerilim vektörü $\bar{V}_0$ ve giriş yer değiştirme açısı φ_i herhangi bir örnekleme anı için şekil 2.11’de gösterilmiştir.



Şekil 2. 11 a) Çıkış gerilim vektörü, b) Çıkış akım, gerilim vektörü

Giriş akım vektörünün faz açısı β_i , φ_i ile kontrol edilebilir. Uzay vektör algoritması, her T_s periyodu içinde uygun zaman aralığı için uygulanan 4 aktif duruma bağlıdır. T_s tamamlamak için sıfır durumları uygulanmıştır. Şekil 2.11’den yararlanarak $\bar{V}_0$ ve $\bar{I}_i$ ’nin geri fazda olduğu varsayılmıştır.

$\bar{V}_0$ referans gerilim vektörü $\bar{v}_0'$ ve $\bar{v}_0''$ bileşenlerine ayrılarak iki vektör biçiminde gösterilebilir. Bu yapıda 6 anahtarlama durumu mevcuttur ($\pm 7, \pm 8, \pm 9$). Anahtarlama

durumlarından sadece bir tanesi giriş akımı modülasyon yönünün seçilmesine izin verir. Dolayısıyla, +8 ve -8 anahtarlama durumları elenir. Kalan dört anahtarlama durumu arasında pozitif anahtarlama olarak +7 ve +9 kabul edilir. Bununla birlikte $\overline{v_0''}$ bileşenin sentezlenmesine ihtiyaç duyulur. Anahtarlama durumları +1 ve +3' de göz önüne alınır.

Anahtarlama durumuna ait çıkış gerilimi ve giriş akımı bileşenlerini aynı yöntem ile belirlenir bu durum tablo 2.2'de gösterilmiştir. Referans çıkış gerilim vektörüne ve giriş yer değiştirme açısına ihtiyaç duyan dört temel eşitlik genel formda yazılabilmektedir.

Tablo 2.2 Çıkış gerilimi ve giriş akımı sektörleri için anahtarlama durumlarının seçimi

Giriş akımı vektörünün sektörü	Çıkış gerilim vektörünün sektörü											
	1 veya 4				2 veya 5				3 veya 6			
1 veya 4	+9	+7	+3	+1	+6	+4	+9	+7	+3	+1	+6	+4
2 veya 5	+8	+9	+2	+3	+5	+6	+8	+9	+2	+3	+5	+6
3 veya 6	+7	+8	+1	+2	+4	+5	+7	+8	+1	+2	+4	+5
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV

$$\overline{v_0'} = \overline{v_0^I} \delta^I + \overline{v_0^{II}} \delta^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_0 \cos \left(\alpha_0 - \frac{\pi}{3} \right) e^{j[(K_0-1)\pi/3 + \pi/3]} \quad (2.41)$$

$$\overline{v_0''} = \overline{v_0^{III}} \delta^{III} + \overline{v_0^{IV}} \delta^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_0 \cos \left(\alpha_0 + \frac{\pi}{3} \right) e^{j[(K_0-1)\pi/3]} \quad (2.42)$$

$(\overline{v_0^I} \delta^I + \overline{v_0^{II}} \delta^{II})$ ve $(\overline{v_0^{III}} \delta^{III} + \overline{v_0^{IV}} \delta^{IV})$ vektörlerinden faydalanılarak, β_i ile yönleri belirlenmiş giriş yer değiştirme açısı referanslı denklem 2.43 ve 2.44 $e^{j\beta_i}$ 'ye dik doğrultudaki iki vektör bileşeni sıfır alınarak elde edilir.

$$(\overline{v_0^I} \delta^I + \overline{v_0^{II}} \delta^{II}) \cdot j e^{j\beta_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0 \quad (2.43)$$

$$(\overline{v_0^{III}} \delta^{III} + \overline{v_0^{IV}} \delta^{IV}) \cdot j e^{j\beta_i} e^{j(K_i-1)\pi/3} = 0 \quad (2.44)$$

Denklem 2.41-2.44 denklemiindeki $\widetilde{\alpha}_0$ ve $\widetilde{\beta}_i$, karşılıklı sektörleri ayıran çizgiye göre ölçülmüş çıkış gerilimi ve giriş akımı faz açılarıdır. α_0 ve β_i , çıkış gerilimi ve giriş akımı sektörlerine göre farklılık gösterir. Bu açıların sınırları denklem 2.45’de verilmiştir.

$$-\frac{\pi}{6} < \widetilde{\alpha}_0 < +\frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6} < \widetilde{\beta}_i < +\frac{\pi}{6} \quad (2.45)$$

K_v çıkış gerilim sektörlerini ve K_i giriş akım sektörlerini temsil etmektedir. 4 anahtarlama durumunun doluluk oranları $\delta^I, \delta^{II}, \delta^{III}, \delta^{IV}$ ile gösterilmiştir.

Denklem 2.43- 2.44, doluluk oranına göre çözüldükten sonra gerekli sadeleştirmeler ile görev periyotlarına ait denklemler 2.46-2.49 gibi elde edilir.

$$\delta^I = (-1)^{K_v+K_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\widetilde{\alpha}_0-\pi/3)\cos(\widetilde{\beta}_i-\pi/3)}{\cos\varphi_i} \quad (2.46)$$

$$\delta^{II} = (-1)^{K_v+K_{i+1}} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\widetilde{\alpha}_0-\pi/3)\cos(\widetilde{\beta}_i+\pi/3)}{\cos\varphi_i} \quad (2.47)$$

$$\delta^{III} = (-1)^{K_v+K_i+1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\widetilde{\alpha}_0+\pi/3)\cos(\widetilde{\beta}_i-\pi/3)}{\cos\varphi_i} \quad (2.48)$$

$$\delta^{IV} = (-1)^{K_v+K_{i+1}} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\widetilde{\alpha}_0+\pi/3)\cos(\widetilde{\beta}_i+\pi/3)}{\cos\varphi_i} \quad (2.49)$$

2.46-2.49 denklemleri sadece pozitif anahtarlama durumlarını gösterir. Doluluk oranının negatif değerde olması, pozitif anahtarlama durumuna karşılık gelen negatif anahtarlama durumunun kullanıldığı anlamındadır. Kontrol stratejisinin uygulanabilirliği için bu doluluk oranlarının mutlak değerlerinin toplamının 1’den küçük olması gerekmektedir.

$$|\delta^I| + |\delta^{II}| + |\delta^{III}| + |\delta^{IV}| \leq 1 \quad (2.50)$$

Bir periyodu tamamlamak için sıfır durumları uygulanmıştır. Denklem 2.46-2.49 ve 2.50 yardımıyla gerekli sadeleştirmeler ve düzenlemeler yapıldıktan sonar denklem 2.51 elde edilebilir.

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\cos\varphi_i|}{\cos\widetilde{\beta}_i \cos\widetilde{\alpha}_0} \quad (2.51)$$

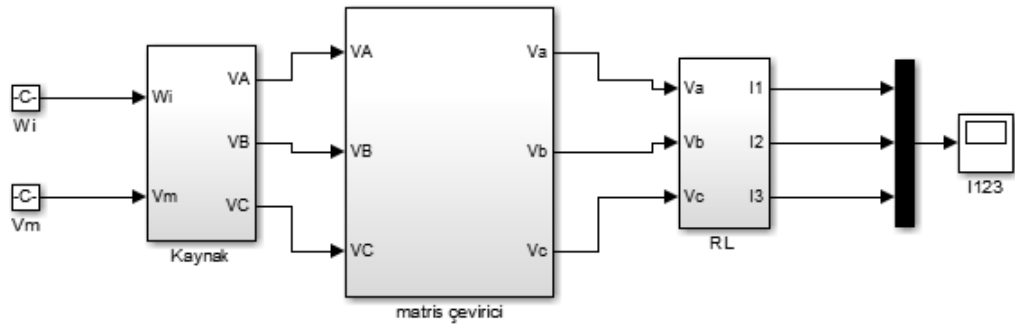
Herhangi bir andaki çıkış gerilimi, giriş akımı faz açıları, giriş akım vektörünün yer değiştirme açısına bağlı olan maksimum gerilim transfer oranı denklem 2.51’de ifade edilmiştir. $\cos\tilde{\beta}_i$ ve $\cos\tilde{\alpha}_0$ 1’e eşit olduğu zaman maksimum gerilim transfer oranı meydana gelir. Denklem (2.52)’de verilmiştir.

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} |\cos\varphi_i| \quad (2.52)$$

Birim güç faktöründe, matris çeviricinin maksimum gerilim transfer oranı olan 0.866 değerinin denklem 2.52’de elde edilir.

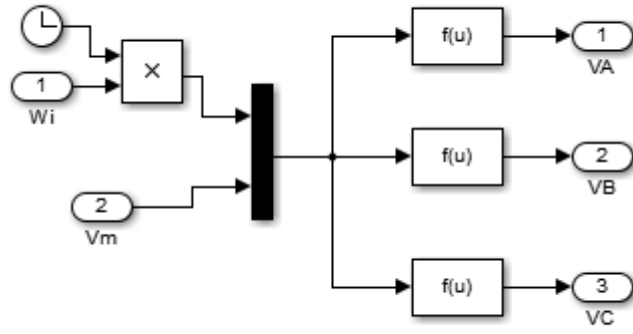
2.4 Matris Çeviricinin MATLAB/Simulink’te Benzetimi

Matris çeviricinin bir RL yükünü beslemesi durumu için Matlab/Simulink’te oluşturulan benzetim modeli Şekil 2.12’de gösterildiği gibidir. Simulasyon 1 sn süre boyunca çalıştırılmıştır. Matlab/simulink modeli; gerilim oranı $q=0.8$, maksimum gerilim oranı $q_m=0.866$, giriş frekansı $f_i=50$ Hz, çıkış frekansı $f_0=50$ Hz, anahtarlama frekansı $f_s=2000$ Hz, yük direnci $R_y=5$ ohm, yük indüktansı $L_y=0.1$ H alınarak oluşturulmuştur.



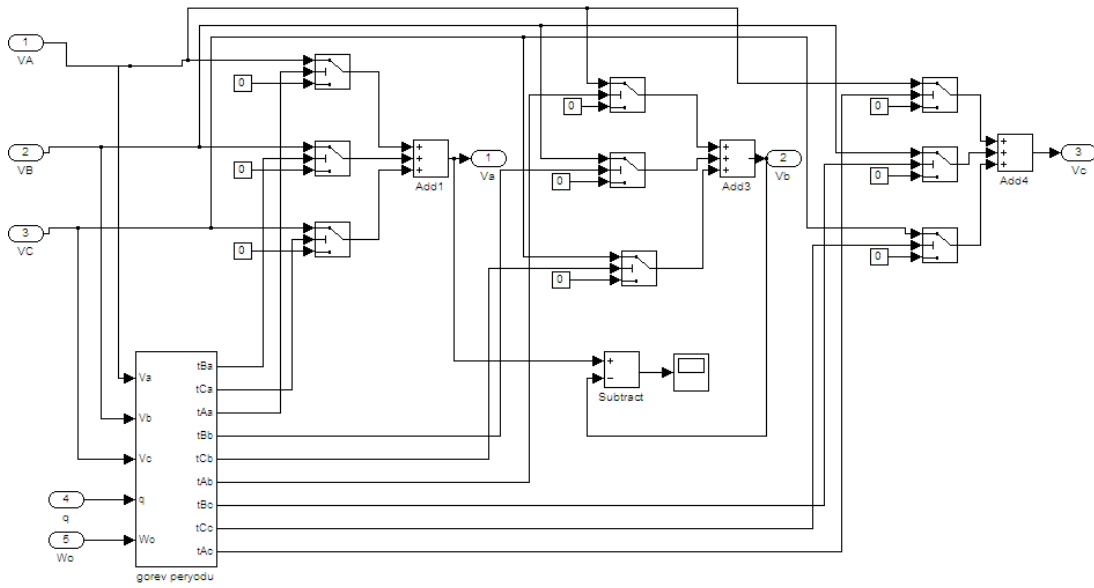
Şekil 2. 12 RL yüklü matris çeviricinin Matlab/Smülink modeli

Matris çeviricinin girişine uygulanan kaynak gerilimlerin açık hali Şekil 2.13’deki gibidir. $V_m=311$ V ve giriş frekansı $f_i=50$ Hz olduğundan $\omega_i=314$ rad/sn’dir.



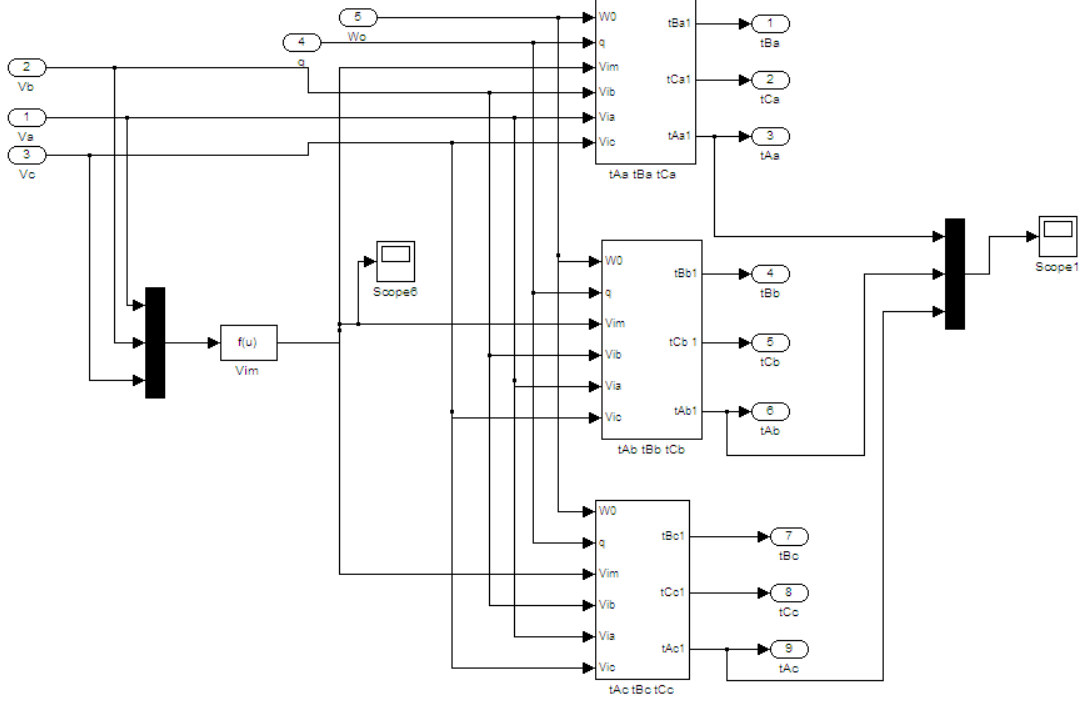
Şekil 2. 13 Matris çeviricinin besleme gerilimlerinin açık hali

Üç fazlı matris çevirici bloğunun açık hali şekil 2.14’te gösterilmiştir.



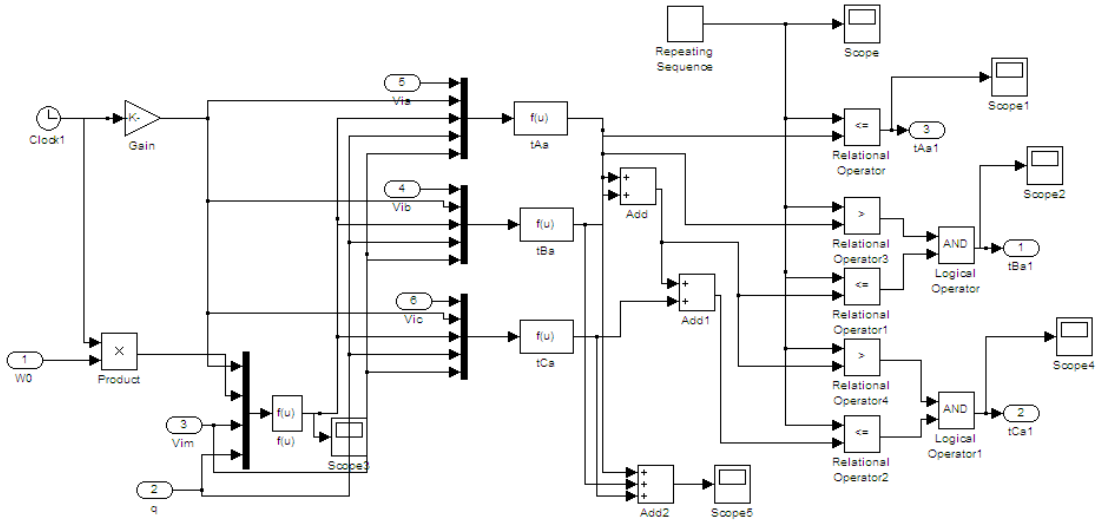
Şekil 2. 14 Matris çevirici Matlab/Simulink modeli

Matris çevirici Simülasyonunda 9 adet çift yönlü anahtar kullanılmıştır. Bu anahtarların her birine Simülasyon içindeki doluluk oranı aracılığıyla anahtarlama sinyalleri uygulanmıştır. Doluluk oranı bloğunun açık hali Şekil 2.15’de gösterilmiştir.



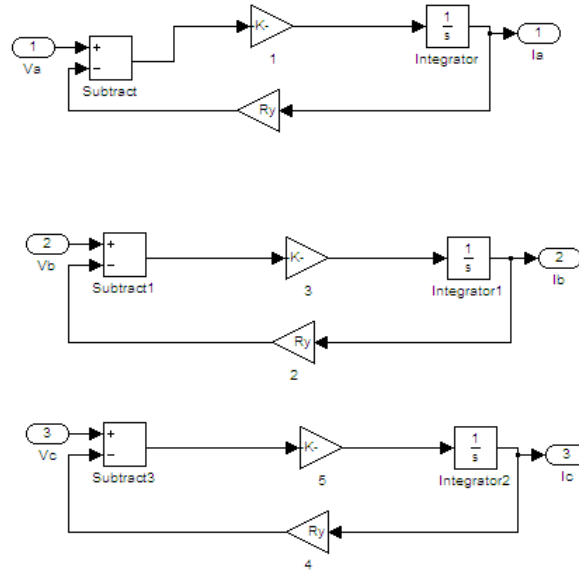
Şekil 2. 15 Doluluk oranı üretici bloğunun Matlab/Simulink modeli

Doluluk oranı bloğu ile anahtarlara uygulanacak sinyaller üretilmiştir. T_{Aa}, T_{Ba}, T_{Ca} bloğunun açık hali şekil 2.16’da gösterilmiştir.

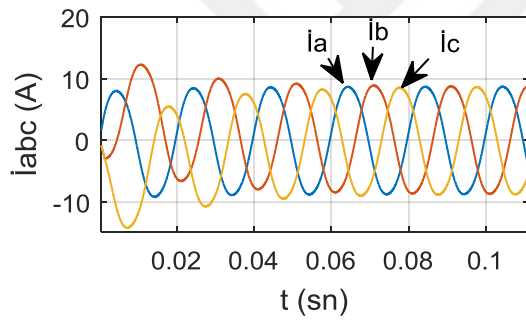


Şekil 2. 16 T_{Aa}, T_{Ba}, T_{Ca} bloğunun Matlab/Simulink modeli

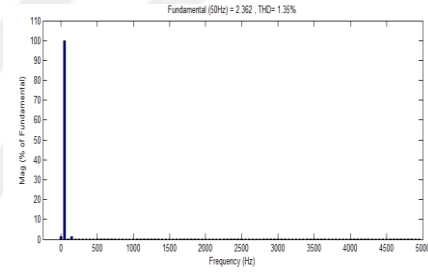
Matris çevirici çıkışına 3-faz yıldız bağlı RL yükü bağlanmıştır. RL yükünün Matlab/Simulink modeli şekil 2.17’deki gibidir.



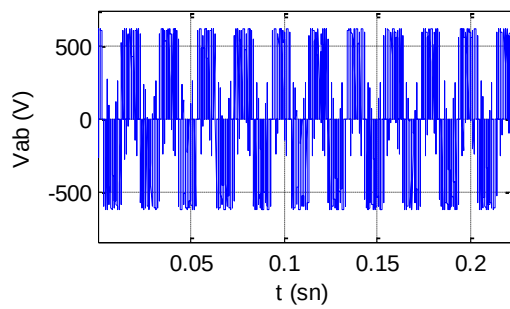
Şekil 2. 17 3-fazlı yıldız bağlı RL yükünün Matlab/Simulink modeli



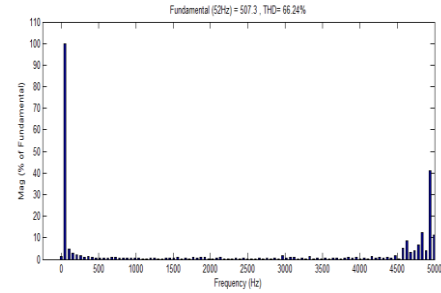
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 2. 18 3-fazlı yıldız bağlı RL yüklü matris çeviricinin $f=50$ Hz için çıkış grafikleri a) I_{abc} akım-zaman grafiği, b) FFT akım spektrumu, c) Hat gerilimi, d) FFT hat gerilimi spektrumu

Şekil 2.18’de üç fazlı yıldız bağlı RL yüklü matris çeviricinin hat gerilimleri ve harmonik spektrumu görülmektedir. RL yükünün çektiği abc akımları kısa bir süre içerisinde kararlı duruma geçmiştir.

2.5 Sonuç

Matris çeviriciler AA-AA dönüşümü tek bir adımda gerçekleştirebilen dönüştürücülerdir. Yük için herhangi bir genlik ve frekansa sahip gerilim üretebilirler. Geleneksel teknikler ile karşılaştırıldığında, enerji depolamak için büyük kondansatörler ve bobinler kullanılmadığından büyük enerji depolama elemanlarına ihtiyaç duymazlar. Matris çeviricide kullanılan anahtarlar çift yönlü olduğundan şebekeye regeneratif frenleme (faydalı frenleme) ile şebekeye elektriksel enerjiyi geri verirler. Şebekeden sinüzoidal giriş akımları çekmektedirler.

Matris çevirici için Venturini, skaler ve uzay vektör modülasyon teknikleri incelenmiştir. Kullanılan modülasyon teknikleri ile maksimum gerilim transfer oranı 0.866'ya kadar çıkarılabilmektedir. Skaler kontrol algoritmasında ölçüm gürültüleri anahtarlama algoritmasını olumsuz olarak etkilemektedir. Aynı zamanda, giriş fazlarının sıfır geçişlerine ihtiyaç duyması ölçüm hassasiyetinin yüksek olmasını gerektirmektedir. Uzay vektör algoritmasında kullanılan formüller mikroişlemci döngü hızını yavaşlatmaktadır. Bu modülasyonun harmonik içeriği Venturini algoritmasına göre daha kötüdür. Tez çalışmasında Venturini algoritması kullanılarak çeviricinin anahtarlama süreleri hesap edilmiştir. Yapılan hesaplamalar ile MATLAB/Simulinkte matris çeviricinin benzetimi yapılmıştır. Çevirinin çıkışına bağlanan RL yükü ile $f=50$ Hz için çeviricinin çıkış gerilimi gözlenmiştir.

Diğer AA-AA dönüştürücülere oranla kullanılan eleman sayısının fazla olması hem topolojisinin gerçekleştirmesini zorlaştırır hem de anahtarlama kayıplarının artmasına neden olur. Serbest dolaşım yolları bulunmadığından akımın bir anahtardan diğerine güvenli bir şekilde transferini sağlamak zordur. Gerilim transfer oranının 0.866 olmasından dolayı, giriş geriliminin maksimum %86.6 oranında faydalanılması matris çeviricinin bir dezavantajıdır. Tez çalışmasında, matris çevirici SMSM'u beslemektedir. Günümüzde bu motorlar sürücüler ile birlikte satıldıklarından standart bir gerilim seviyesine sahip değillerdir. Bu durum üretici firmanın motor sargılarını bu gerilim oranına göre modifiye edebilmesini sağlayacağından matris çeviricinin gerilim transfer oranıyla ilgili bu dezavantaj ortadan kalkacaktır.

3. SMSM VE MATEMATİKSEL MODELİ

3.1 Giriş

SMSM'ler, uyarım alanı sargısı yerine sürekli mıknatıslar kullanılarak üretilmektedir. Son yıllarda sürekli mıknatısların kalitesindeki artışlar ve maliyetindeki düşmeler, gelişen güç elektroniği elemanları ve işlemci teknolojisiyle birlikte diğer motorlara birçok bakımdan üstünlük sağlaması nedeniyle SMSM'ler artan bir ilgiye sahiptirler. Elektrik motorları, endüstrinin her alanında yaygın olarak kullanılmaktadır. SMSM'ler günümüzde; Servo sürücü motorlar, robotlar, gemi motorları, tren motorları, elektrikli arabalar, pompalar, asansörler, buzdolabı, çamaşır makinaları vb. gibi birçok uygulamada kullanılmaktadır.

3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar

Doğru akım motorları, hızları kolay denetlenebildiğinden değişken hız gerektiren endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadırlar. Ancak düşük verimliliği, sık arıza yapma, sık bakım gerektirme, yüksek hızlarda ve patlayıcı ortamlarda kullanılamama dezavantajlarına sahiptir ve yüksek hızlara çıkamazlar. Bununla birlikte fırça-kollektör düzeneğinden dolayı motor ebatları oldukça büyüktür. Yarı iletken ve mikroişlemci teknolojisinde hızlı gelişimlerin sonucunda, endüstrideki birçok doğru akım motor sürücü uygulamalarında, asenkron motor ve SMSM gibi fırçasız tip motorlar kullanılmaya başlanmıştır [62], [63]. SMSM'ler, diğer elektrik motorlarına göre daha verimli, uzun ömürlü ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olmaları nedeniyle, hız ve konum denetim uygulamaları başta olmak üzere ev uygulamaları ve otomotiv endüstrisi gibi çok çeşitli alanlarda yaygın biçimde kullanılmaktadırlar. Dolayısıyla, bu motorların yüksek performanslı denetimi günümüzün en çok çalışılan güncel konularından biri haline gelmiştir. Rotor sargılarının sürekli mıknatıslarla değiştirilmesi sonucunda elde edilen motorlara SMSM denilmektedir [64]. Bu motorlarda, stator oluklarına yerleştirilmiş faz sargıları ile rotorunda sürekli mıknatıslardan meydana gelmiştir. Senkron motorların uyarım alan sargılarında rotor bakır kayıpları mevcuttur. SMSM'lerde rotor mıknatıslar ile oluşturulduğu için bu kayıplar azalmakta dolayısıyla verimi daha yüksek motorlar elde edilmektedir. SMSM'de kayıplar, stator sargılarında bakır kayıpları, nüvede demir kayıpları ve dönme kayıpları oluşmaktadır.

SMSM'ler bazı avantajlara ve dezavantajlara sahiptirler.

SMSM'lerin avantajları:

- Yapısı basit, bakımları kolaydır,
- Rotoru mıknatıslı olduğundan verimleri yüksektir,
- Yüksek momente sahiptir,
- Fırça ve kollektör bulunmadığından hacimleri küçüktür,
- Besleme kaynağının frekansına ve kutup sayısına bağlı olarak daima senkron hızda dönerler,
- Geniş sınırlar içerisinde hız kontrolü yapılabilir,
- Rotorunda sargı olmadığından, SMSM'nin soğutulması kolay bir şekilde sağlanabilmektedir.

SMSM'nin dezavantajları:

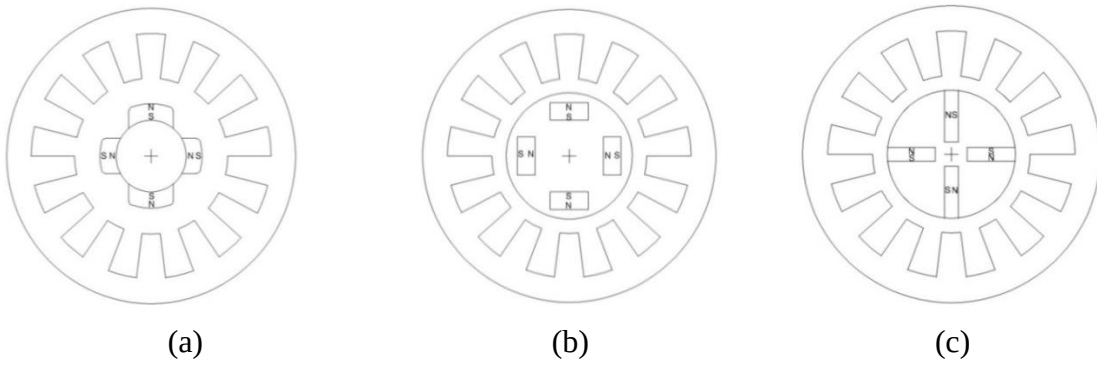
- Rotorda kullanılan mıknatısın uygun seçilmemesi durumunda zamanla çevresel etkiler (atmosferik ve termik etkiler) dolayısıyla mıknatısiyetliğini kaybetmektedir,
- SMSM'lerin güçleri arttıkça boyutları artmaktadır bu durum maliyeti artırmaktadır,
- Yüksek hızlarda, mıknatısın rotorun yüzeyine yapıştırıldığı tasarımlarda, mıknatısların rotor yüzeyine montajı oldukça güçtür,
- Mıknatısın ısı sınırlamaları mıknatısiyetini kaybetme riski sistem güvenilirliğini azaltmaktadır.
- Bakım yapıldığında rotorun statordan ayrılması durumunda önceki çalışma noktası değişebilmektedir.

SMSM'lerde, mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilebildiği gibi rotorun içerisine de gömülebilmektedirler. Bu motorlarda fırça ve kollektör bulunmamaktadır, dolayısıyla basit bir yapıya sahiptirler ve sorunsuz çalışmaktadırlar. Rotorunda mıknatıslar bulunana bir senkron motor, stator sargılarına uygulanan gerilimin dalga şeklinin (trapezoidal ya da sinüzoidal) değişime göre iki sınıfta incelenir. Pillay ve Krishnan, trapezoidal sürekli mıknatıslı alternatif akım motorlarını fırçasız doğru akım motoru, sinüzoidal sürekli mıknatıslı alternatif akım motorlarını ise SMSM olarak ikiye ayırmışlardır [65]. Trapezoidal makinenin kontrol yapısı basittir fakat makinedeki moment dalgalanmaları yüksek performanslı uygulamalarda kullanılmasını mümkün kılmamaktadır. Vektör kontrol yöntemlerinin kullanılabildiği yüksek performanslı sinüzoidal makineler tercih edilmektedir.



Şekil 3. 1 SMSM’ların sınıflandırılması

SMSM’ler mıknatıs monte şekline ve akının yönüne göre göre iki grupta incelenirler (Şekil 3.1). Mıknatısların rotor içerisine veya rotor çevresine yerleştirmelerine göre farklılık göstermektedirler. SMSM’ler rotor yapısına göre, yüzey yerleştirmeli senkron motor ve rotoru içten mıknatıslı SMSM olarak ikiye ayrılmaktadırlar. Yüzey montajlı mıknatısların biçimine ve konumuna göre makine farklı özellikler gösterir. Şekil 3.2 a’da gösterilen stator indüktansı küçük olan daire biçimindeki rotor demirinden oluşur. Bu durumda makinanın relüktans etkisi ihmal edilebilir ve kontrolü basit olur. Küçük olan stator indüktansı alan zayıflatması ve nominal hızın üstündeki hızlarda çalışmayı güçleştirir. Şekil 3.2 b’de görülen rotoru içten mıknatıslı durumda stator indüktansı pozisyona bağımlı kalır. İç yerleştirmeli rotor tipi ile alan zayıflatması esnasında, bir miktar relüktans momenti elde edildiğinden nominal hızın üstünde çalışmak için uygundur [4], [65]. Şekil 3.2 c’deki gömülü mıknatıslar ile akı yoğunlaşması mümkündür, örneğin hava aralığındaki akı yoğunluğu mıknatıs içindekinden daha yüksek olur.



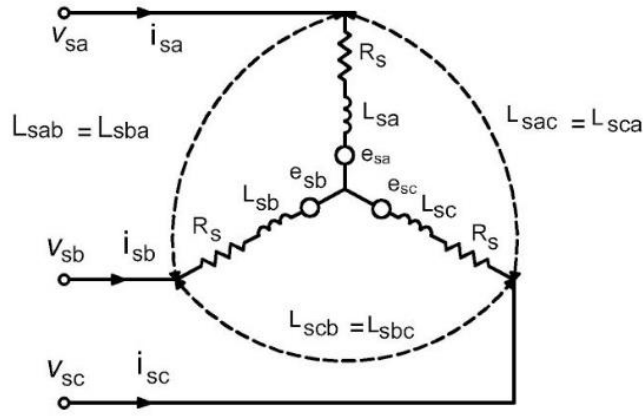
Şekil 3. 2 Mıknatıs Dilimlerinin Rotora Yerleşim Şekilleri a) Yüzey, b) İç doğru, c) Gömülü

3.3 SMSM'nin Matematiksel Modeli

Elektrik motorlarının kontrolünde motorun matematiksel modelinin bilinmesi gerekir. SMSM'lerin modellenmesinde üç ayrı matematik model kullanılmaktadır. Stator referans modeli ile motorun 3- faz modeli, değişkenlerin rotor referans düzleminde ifade edilmesi ile 2-faz $d-q$ modeli ve değişkenlerin 2-fazlı sabit düzleme aktarılması ile 2-faz $\alpha-\beta$ modeli elde edilmektedir.

Stator referans düzleminde 3-faz modeli

SMSM'nin 3-faz modeli şekil 3.3'de verilmiştir. Buradan, dengeli 3-fazlı SMSM'nin gerilim eşitlikleri denklem 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3. 3 SMSM 3-Faz Y Bağlı Stator Sargısı

Şekil 3.3' v_{sa} v_{sb} v_{sc} faz gerilimlerini, i_{sa} i_{sb} i_{sc} hat akımlarını, R_s stator sargı direncini, φ_{sa} φ_{sb} φ_{sc} ise sargı akılarını temsil etmektedir.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} = -\omega_r \varphi_M \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Denklem 3.2'de verilen zıt amk ifadesini denklem 3.1'de yerine bırakırsak denklem 3.3 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} - \omega_r \varphi_M \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3 fazlı sistemler için indüktans matrisinin diagonal elemanları manyetik olarak simetriktir. Denklem 3.3'den akı ifadesi çekersek;

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{saa}(\theta_r) & L_{sab}(\theta_r) & L_{sac}(\theta_r) \\ L_{sba}(\theta_r) & L_{sbb}(\theta_r) & L_{sbc}(\theta_r) \\ L_{sca}(\theta_r) & L_{scb}(\theta_r) & L_{scc}(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \sin(\theta_r) \\ \varphi_{Mb} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{Mc} \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$L_{saa} = L_{sbb} = L_{scc} = L \quad L_{sab} = L_{sba} = L_{sac} = L_{sca} = L_{sbc} = L_{scb} = M$$

Stator hat gerilimlerine ait eşitlik denklem 3.1'de verilmiştir. (3 fazlı yıldız bağlı dengeli yüklerde stator dirençleri, sargı özendüktansları ve ortak endüktans birbirine eşittir). Burada L öz indüktansı, M ise ortak indüktansı ifade etmektedir.

Sargılarda oluşan ortak manyetik akı φ_{Mabc} , elektriki açı θ_r 'nin fonksiyonudur. Şekil 3.3'deki devrede zıt emk değerleri sargı manyetik akısına ve rotor açısal hıza bağlı olarak değişmektedir.

Denklem 3.1 ve 3.4 eşitlikleri düzenlenerek denklem 3.5 yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{saa}(\theta_r) & -L_{sab}(\theta_r) & -L_{sac}(\theta_r) \\ -L_{sba}(\theta_r) & L_{sbb}(\theta_r) & -L_{sbc}(\theta_r) \\ -L_{sca}(\theta_r) & -L_{scb}(\theta_r) & L_{scc}(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \right. \\ \left. \omega_r \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \sin(\theta_r) \\ \varphi_{Mb} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{Mc} \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.5)$$

3.5 denkleminin endüktanslar ile ilgili kısmını a fazı için düzenlersek;

$$L_{saa}(\theta_r)i_{sa} - L_{sab}(\theta_r)i_{sb} - L_{sac}(\theta_r)i_{sc} \\ L(\theta_r)i_{sa} - M(\theta_r)i_{sb} - M(\theta_r)i_{sc} = L(\theta_r)i_{sa} + M(\theta_r)(-i_{sa} - i_{sb}) \quad (3.6)$$

elde edilir.

Yıldız bağlı izoleli motorlarda hat akımlarının toplamı sıfırdır.

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 ; i_{sa} = -i_{sb} - i_{sc} \quad (3.7)$$

Denklem 3.7’de ifade edilen a fazına ait stator akımını denklem 3.6’da yerine bırakıp düzenlersek;

$$L(\theta_r)i_{sa} + M(\theta_r)i_{sa} = i_{sa}(L(\theta_r) + M(\theta_r)); L(\theta_r) + M(\theta_r) = L_s(\theta_r) \quad (3.8)$$

Elde edilir, aynı düzenlemeler b ve c fazı için yapıp denklem 3.5 düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_s(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & L_s(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & L_s(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \sin(\theta_r) \\ \varphi_{Mb} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_{Mc} \sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.9)$$

elde edilir. Motor çıkış gücü,

$$P_0 = e_{sa}i_{sa} + e_{sb}i_{sb} + e_{sc}i_{sc} = e_s i_s \quad (3.10)$$

$$T_e = \frac{P_0}{\omega_m} \quad (3.11)$$

olarak elde edilir.

Yukarıda verilen denklemlerde mekanik açısal hız, elektrik açısal hız cinsinden $\omega_m = \left(\frac{2}{p}\right) \omega_r$ olarak tanımlanır. Denklem 3.10 düzenlenerek elektriksel büyüklükler cinsinden elektromanyetik moment denklem 3.13’de olduğu gibi tanımlanır.

$$T_e = -\left(\frac{p}{2}\right) \varphi_m \left[i_{sa} \sin(\theta_r) + i_{sb} \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc} \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (3.12)$$

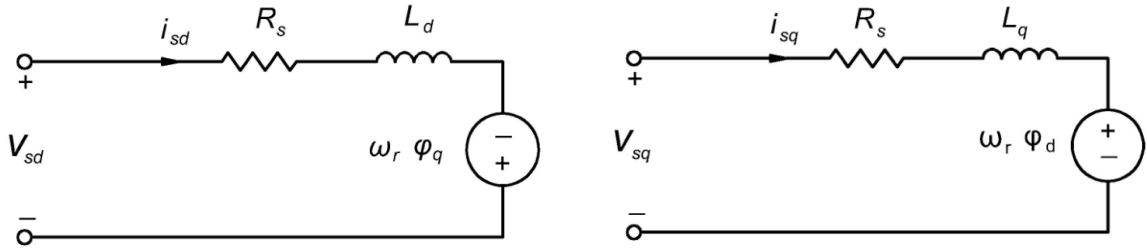
Elektromanyetik moment, motor dinamik eşitlikleri cinsinden denklem 3.14’te ifade edilmiştir.

$$T_e = j \left(\frac{2}{p}\right) \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \left(\frac{2}{p}\right) \omega_r + T_y \quad (3.13)$$

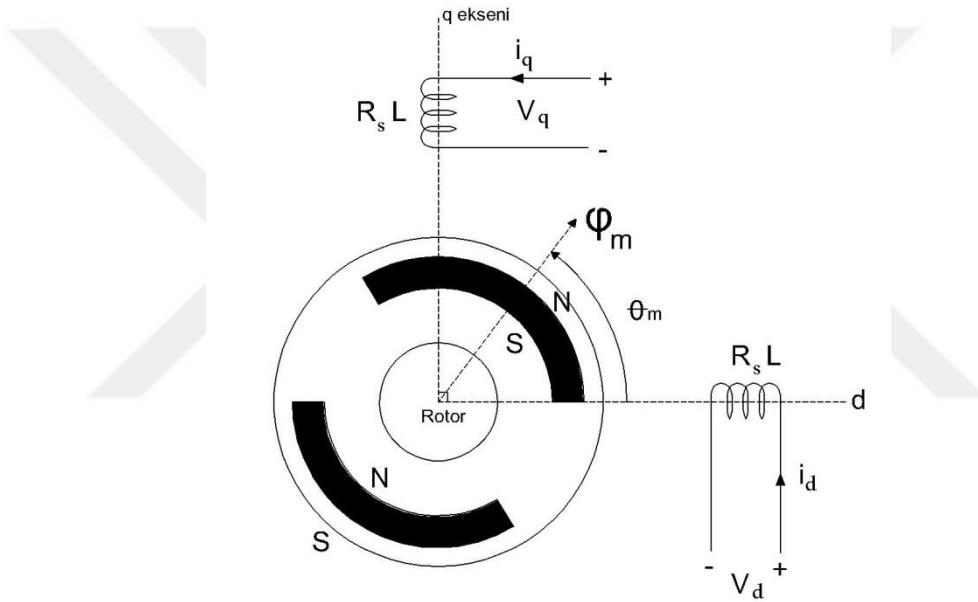
Rotor referans düzleminde *d-q* modeli

Vektör kontrollü bir AA motor sürücüsü için, 3 fazdan iki faza indirgenmiş *d* ve *q* akımları sırasıyla alan ve armatür akımını belirtmektedir. Koordinat sistemi genellikle, α - β

durağan referans çatısına Clarke dönüşümü ile, d - q dönen referans çatısına ise Park dönüşümü ile dönüştürülür.



Şekil 3. 4 SMSM'nin d - q eksenli dinamik eşdeğer devresi



Şekil 3. 5 SMSM'nin d - q modeli

SMSM'nin d - q eşdeğer devresi temel alınarak aşağıdaki v_d, v_q denklemleri elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Şekil 3.4'deki eşdeğer devreden motor gerilimleri (3.14) denklemindeki gibi elde edilir. Bu eşdeğer devrenin SMSM üzerindeki yansıması şekil 3.5'te verilmiştir. Burada; v_d, v_q ; giriş gerilimlerinin d - q bileşenlerini, L_d, L_q ; d - q eksenli endüktanslarını, φ_d, φ_q d - q eksenli manyetik akılarını, R_s stator direncini ve ω_r rotor açısız hızını temsil etmektedir.

d ve q yönlerindeki akı ifadeleri denklem 3.15 ve denklem 3.16'de verilmiştir.

$$\varphi_d = \varphi_m + L_d i_{sd} \quad (3.15)$$

$$\varphi_q = L_q i_{sq} \quad (3.16)$$

(3.14) eşitliği yeniden düzenlenip motorun d ve q eksenlerindeki akım bileşenleri eşitliğin sol tarafına aktarılırsa, (3.14) denklemi durum uzayı biçiminde denklem (3.17)'de olduğu gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\varphi_m}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}}{L_d} \\ \frac{v_{sq}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Elektriksel hız,

$$\omega_e = \omega_r p = \omega_m p \quad (3.18)$$

İle ifade edilir.

Rotor hızı olan mekanik hız ile elektriksel hız arasındaki bağıntı denklem 3.18 'de verilmiştir. Sürekli mıknatıslı senkron makinanın giriş hızı denklem 3.19'da 3 faz büyüklükleri cinsinden ifade edilmiştir.

$$P_i = v_a i_{sa} + v_b i_{sb} + v_c i_{sc} \quad (3.19)$$

Tezde SMSM'nin şekil 3.4'teki eşdeğer d-q modeli kullanılmış ve denklem 3.16' daki 3-faz büyüklükleri ile elde edilen eşitlik 3.20'deki gibi ifade edilmiştir. Motor gücü için aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$P_i = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}) \quad (3.20)$$

Denklem 3.14 kullanılarak denklem 3.20 düzenlenirse;

$$P_i = \frac{3}{2} \left[(R_s i_{sd}^2 + R_s i_{sq}^2) + \left(i_{sd} \frac{d\varphi_d}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \omega_e (\varphi_d i_{sq} - \varphi_q i_{sd}) \right] \quad (3.21)$$

Elde edilir.

Denklem 3.21'deki bileşenler sırasıyla, iletkenlerdeki güç kayıplarını, manyetik alanda depolanan enerji değişiminin zamana oranını, elektriksel enerjinin mekaniksel

enerjiye dönüşümünü temsil eder. Sürekli mıknatıslı motora ait moment değişimi ise denklem 3.22'deki gibi ifade edilir.

$$P_e = \omega_m T_e = \frac{3}{2} \omega_e (\varphi_d i_{sq} - \varphi_q i_{sd}) \quad (3.22)$$

Rotor referans düzlemindeki i_{sd} ve i_{sq} akım bileşenleri kullanılarak elektromanyetik moment denklem 3.23'deki gibi elde edilir. Burada, p kutup sayısını göstermektedir. Motorun ürettiği momentin rotor manyetik akısı, i_{sd} ve i_{sq} akımlarına bağlı olduğu görülmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_{sq} - \varphi_q i_{sd}) \quad (3.23)$$

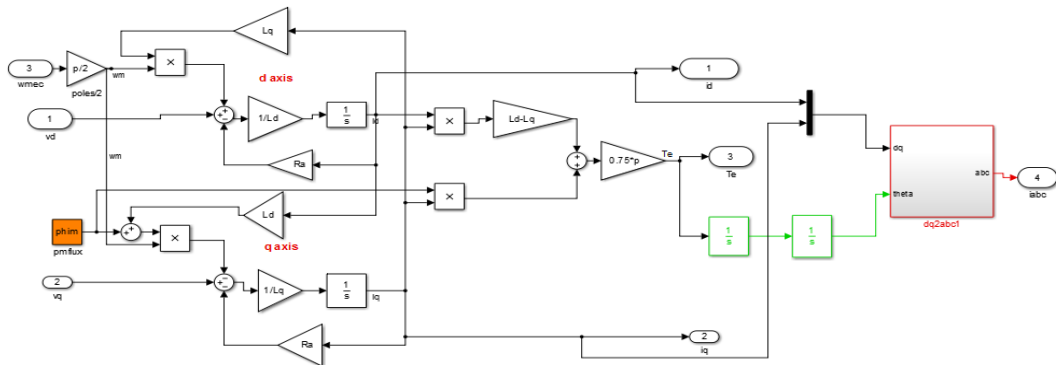
Motorun elektriksel denklemi ise denklem 3.24'de verilmiştir.

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.24)$$

Burada T_L yük momentini, J atalet momenti katsayısı, B sürtünme katsayısını temsil etmektedir. Denklem 3.15 ve denklem 3.16 kullanılarak denklem 3.24 yeniden düzenlenirse denklem 3.25 elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\varphi_m i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sq} i_{sd}] \quad (3.25)$$

Denklem 3.22'te sırasıyla ilk terim i_{sq} ve sürekli mıknatıs arasında meydana gelen ortak reaksiyon momentini temsil eder, ikinci terim ise d ve q eksenlerindeki indüktansların farkından dolayı oluşan relüktans momentini temsil eder. d - q modeli kullanarak SMSM'nin MATLAB Simulinkte yapılan matematiksel modelinin benzetimi şekil 3.6'da verilmiştir. Yapılan benzetim ile motordan alınan moment, hız, akım bilgileri bölüm 5'te verilmiştir.



Şekil 3. 6 SMSM'nin MATLAB Simulink modeli

Sabit referans düzlem (α - β) modeli

Bu modelde, değişkenler birbirinden 90° faz farklı, stator akım, gerilim ve manyetik akı değişkenleri Park dönüşümü ile sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır. Yüzey yerleştirmeli SMSM için V_α, V_β gerilim eşitlikleri denklem 3.26, 3.27 'deki yazılabilir.

$$V_\alpha = R_s I_\alpha + L \frac{dI_\alpha}{dt} + \omega_e \varphi_m (-\sin \theta_e) \quad (3.26)$$

$$V_\beta = R_s I_\beta + L \frac{dI_\beta}{dt} + \omega_e \varphi_m (\cos \theta_e) \quad (3.27)$$

I_α, I_β eşitliği denklem 3.28'de ifade edilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \left\{ \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} - \omega_r \varphi_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \right\} \quad (3.28)$$

Motor moment eşitliği,

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \varphi_m [-I_\alpha \sin(\theta_r) + I_\beta \cos(\theta_r)] \quad (3.29)$$

olarak yazılabilir

Burada, α - β sabit eksen takımını, V_α, V_β ; gerilimleri, I_α, I_β ; akımları $\varphi_\alpha, \varphi_\beta$; magnetik akıları, φ_m rotor sabit mıknatıs akısını, ω_e elektriksel açısal hızı, ω_r mekaniksel açısal hız, θ_e rotor elektriksel konumu, p rotor kutup çiftini temsil etmektedir.

3.4 SMSM'nin Vektör Kontrolü

AA motorlarının denetim yöntemleri genel olarak; skaler denetim (V / f Kontrol) ve vektörel denetim yöntemi olarak sınıflandırılabilir. Yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda sade ve ucuz olan V/f kontrol yöntemi kullanılırken, yüksek performans gerektiren uygulamalarda ise vektör kontrol yöntemi tercih edilmektedir [66]. Yüksek verimli, yüksek moment-akım oranı ve düşük atalet gibi önemli özelliklere sahip olan SMSM'ler son zamanlarda diğer AA motorları arasında daha çok tercih edilmektedirler [67], [68].

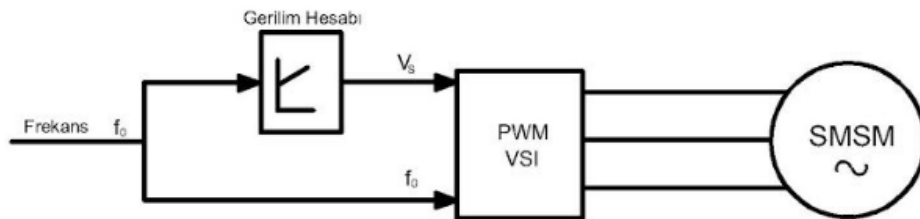
3.4.1 Skaler Kontrol (V/f Kontrol)

Düşük maliyeti, yapısının basit ve uygulanmasının kolay olmasından dolayı en çok tercih edilen hız kontrol yöntemlerindendir [69]. V/f kontrol; stator gerilimi genliği ile frekansının birlikte belirli bir oranda değiştirilmesidir. Motor sargılarında oluşan çıkış gerilim denklemi denklem 3.30'da görüldüğü gibi elde edilmektedir. Litaratürdeki bir çok kaynak $R_s \cdot i_s$ gerilim düşümünü ihmal etmektedir. Dolayısıyla $V_s \cong E_s$ alınmaktadır. V/f oranı sabit tutulursa Φ akısı da sabit tutulmuş olur. Burada amaç, çeviricinin çıkış gerilimi ve çıkış frekansı arasında bulunan oranı sabit tutmaktır. Denklem sabit moment ile motoru hareket ettirmek için denklem 3.32'a dönüştürebilir. Frekans sıfırdan başlayarak, sabit momentle motor hareket ettirilir. Uygulaması kolaydır karmaşık işlem gerektirmez ve maliyeti düşüktür. Pozisyon sensörü kullanmadan açık-çevrim denetim yapılabilmesi, geri beslemeye ihtiyaç duymaması bu kontrol sisteminin avantajlarındandır. Bununla birlikte, yükün motoru zorlayacağı uygulamalar için uygun bir kontrol yöntemidir. Fakat moment denetiminin olmayışı, alan yönlendirmesinin yapılmaması ve motor konumunun tespit edilememesi dezavantajlarındandır. Skaler Kontrol blok diyagramı şekil 3.7'de gösterilmektedir.

$$V_s = E_s + R_s i_s = R_s \dot{\Phi}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (3.30)$$

$$E_s = 4.44 * f * N_s * \Phi_{max} \cong V_s \quad (3.31)$$

$$\frac{V}{f} = \Phi_{max} * 4.44 * N_s \quad (3.32)$$



Şekil 3. 7 V/f Kontrol blok diyagramı

V/f kontrol yöntemi ile kalkış anındaki motor akımlarının düşük olması, geri besleme aygıtı ve hız sensörü gerektirmemesi, yapısının basit olması, maliyetinin ucuz olması gibi avantajlara sahiptir. Moment kontrolünün olmaması, düşük doğruluk oranı ve dinamik performansının kötü olması gibi dezavantajları bulunmaktadır.

3.4.2 Vektör Denetimi

DA motorlar konum ve hız kontrolü gerektiren yerlerde kontrolünün kolay olmasından dolayı yıllar boyu kullanılmıştır. 1970'lerde vektör kontrol teorisi ile senkron ve asenkron motorlar da DA motorlar gibi kontrol edilebileceği fikri F. Blaschke ve K. Hasse tarafından ortaya atılmıştır [70]. Vektör kontrolü ile senkron ve asenkron motorlarının da kontrol edilmesini mümkün kılmıştır. Denklem 3.33'de gösterildiği gibi vektör denetimi, akı ve moment üretimini sağlayan akımın bileşenlerine ayrılmasını ve bu bileşenlerinde birbirinden bağımsız denetlenmesini sağlar [71]. Senkron ve asenkron motor gibi AA sürücülerde moment ve hız kontrolü basitçe yapılamamaktadır. AA sürücüler için akım vektörünün genliği ve açısı kontrol algoritması tarafından gerçekleşir [4]. SMSM'lerde rotor alan akısı sabittir ve devir sayısı ile değişmemektedir. Dolayısıyla SMSM'nin vektör kontrolü diğer AA makinalara göre daha kolaydır.

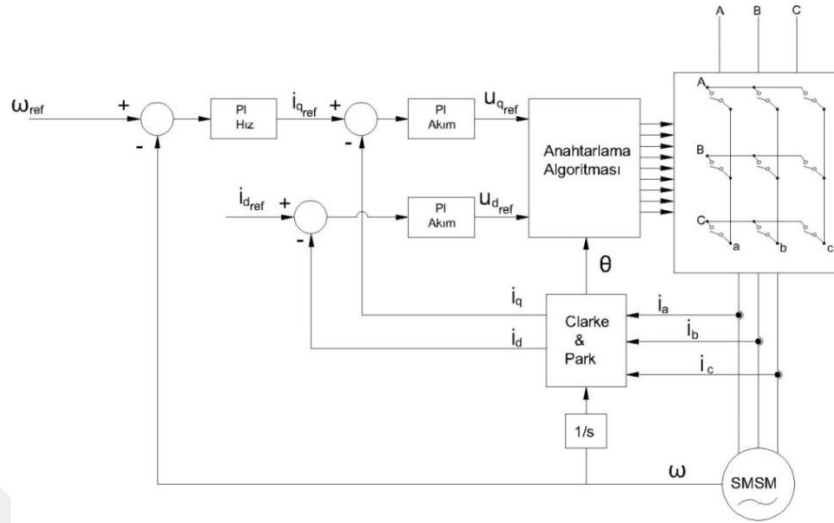
$$\vec{i}_s = i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc} = i_{sd} + ji_{sq} \quad (3.33)$$

SMSM'nin vektör denetimi, d - q model esas alınarak geliştirilmiştir. SMSM denetim yöntemleri arasında, en genel amaçlı denetim şekli vektör denetimdir (Karabacak, 2012). AA motorlarda 3 fazdan 2 faza indirgenmiş d ve q akımları alan ve armatür akımlarını belirtmektedir. Vektör kontrol uygulamaları doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki yöntemle gerçekleştirilmektedir. Dolaylı moment kontrol yönteminde, moment ana giriş referansı değildir. Bazı çalışmalarda dolaylı ve doğrudan vektör kontrol yöntemleri arasında teorik olarak bir fark olmadığı temel farkın seçilen motorun akı kestiriminden kaynaklandığı belirtilmektedir.

P-I Denetim Yöntemi

Elektrik motorlarının konum denetimi için son yıllarda en çok kullanılan denetim yöntemidir. P-I denetleyicinin yapısı oldukça basittir. Oransal-İntegral Kontrol Yöntemi (Proportional-Integral Control Method) Güç faktörü düzeltme kontrol yöntemlerinin temel amacı birim güç faktörünü sağlamak için dönüştürücünün direnç yükü gibi davranmasını sağlamaktır. Direnç yükü karakteristiğini elde etmek için giriş akımı giriş gerilimi değişimlerini takip etmelidir. Oransal-integral kontrolör bu işlem için yaygın kullanılan tekniklerden bir tanesidir. Bu yöntemde ortalama indüktans akımı alınır ve bu ortalama değer anahtarlama yapılarak kontrol edilir. Tez çalışmasında kullanılan PI denetleyicili

matris çeviriciden beslenen SMSM'nin MATLAB similinkte oluşturulan blok diyagramı şekil 3.8'de gösterilmiştir.



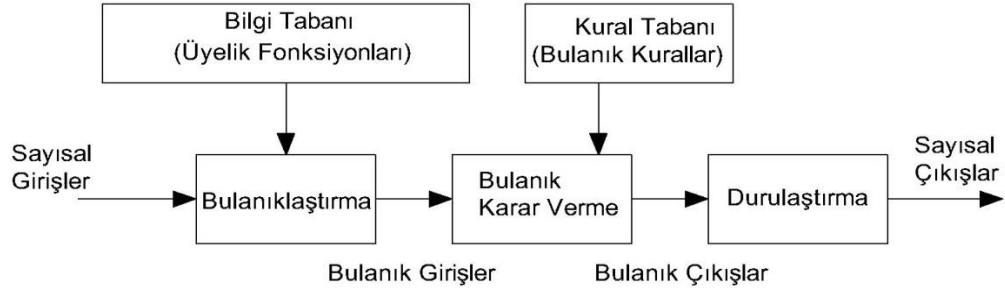
Şekil 3. 8 SMSM için genel vektör kontrol şeması

Akıllı Denetim Yöntemleri

Üç fazlı motorların bilinen matematiksel denklemleri ile benzetimleri yapılmaktadır. Bilinen denklemler içerisinde birçok parametre mevcuttur. Sistem çalıştırılmak üzere model geliştirildiği zaman modele ait parametrelerin sabit kaldığı kabul edilir. Gerçek zamanlı çalıştığında motorun birçok parametresinin sistemin çalışma koşulları ve oluşabilecek dış etkilere göre değişim göstermektedir. Tüm parametreler sistemin gerçek çalışma koşullarında kullanıldığında sistem karmaşıklaşır ve kullanışlı olmaz. Bu sebeple akıllı denetim sistemleri geliştirilmiştir. Günümüzde akıllı denetim sistemleri teknolojik gelişmelere bağlı olarak günlük hayatın hemen hemen her alanında kullanılmaktadırlar. Akıllı denetim yöntemlerinden başlıcaları; Bulanık Mantık (BM), Yapay Sinir Ağları (YSA)'dır.

Klasik denetim sistemlerindeki aksine, sistemlerin matematiksel modeline gerek duymadan, sadece istenilen çıkışı verecek şekilde girişe uygulanan işaret ayarlandığından, bulanık denetimin işlemesi tıpkı usta bir insanın o sistemi denetlemesine benzer. Yani bulanık mantık ve bulanık küme işlemleri kullanılarak makinelerin insanlar gibi kararlar vermesi sağlanabilmektedir. Bulanık mantığın bu uyumluluğunun yapay sinir ağları veya genetik algoritmalarla desteklenmesi sonucu *nöral-bulanık sistemler*, veya *genetik-bulanık*

sistemler ortaya çıkmıştır. [33], [72]. Böylece akıllı (*intelligent*) sistemler de hızlı bir gelişme kaydedilmeye başlamıştır. Bu çalışmada, neural fuzzy denetleyicinin anfis editörü kullanılmıştır. Denetleyici ile ilgili bilgi Bölüm 4’de verilmiştir. Denetleyiciye ait blok diyagramı şekil 3 9’da verilmiştir.



Şekil 3. 9 Bulanık karar verme sisteminin yapısı

3.5 Sonuç

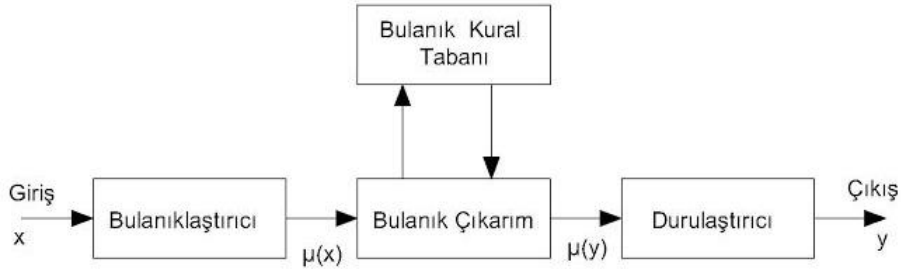
Kontrolünün basit olması dolayısıyla önceleri konum ve hız kontrolüne ihtiyaç duyulan uygulamalarda DA motorları tercih ediliyordu. DA motorların fırça ve kollektör sisteminin oluşturduğu dezavantajlarından dolayı problemler oluşmaktadır. AA motorlarında DA motorlar gibi kontrol edilebilmesi ile AA sürücü teknolojisi hızlı bir şekilde ilerlemiştir. Vektör kontrol yöntemi ile AA motorlar da DA motorları gibi kontrol edilmeye başlanmıştır. Hız kontrolü, gerilim kaynaklı bir PWM evirici ve asenkron motor ile çözümlenmiştir. Konum, hız, moment kontrolünün önemli olduğu uygulamalarda, anlık yön, hız ve yük değişimlerini evirici ve asenkron motor ile yapılan kontrol ile yüksek performans sağlamamaktadır. SMSM’lar genel olarak elektrik makinalarının kullanıldığı her alanda verimlilik, yüksek performans gibi özelliklerden dolayı kullanılabilirler. Konumlandırmaya ihtiyaç duyulan endüstriyel uygulamalarda (vinçler, servo sistemler, taşıma sistemleri, endüstriyel robotlar vb.), evsel uygulamalar (buzdolabı, çamaşır makinesi, iklimlendirme sistemleri vb.), otomotiv sistemleri (silecek motorları, cam açma motorları, elektrikli araçlar vb.), taşıma ve ulaşım sistemleri (asansörler, yürüyen merdivenler, hafif metrolar ve tramvaylar vb.), savunma sistemleri (tanklar, füze sistemleri, radar sistemleri vb.), havacılık (roketler, uzay araçları, uydular), tıp ve sağlık uygulamaları (dişçilik araçları, elektrikli tekerlekli sandalyeler, rehabilitasyon cihazları) kullanılmaktadırlar.

4. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLER

4.1 Giriş

Bulanık mantık denetleyiciler, bir sistemin karmaşık matematiksel modeli yerine, dilsel değişkenler içeren ve bulanık kurallarla tanımlanan bir sistemin denetimi için, gerekli denetleyici tasarımına bir uzman deneyiminin dahil edilmesini amaçlar [73]. Bulanık sistemler, giriş değişkenleri ile çıkış değişkenleri arasında bağlantı sağlamak için bulanık kümeler kullanırlar. Günümüzde, elektronik pazarında pek çok üretim bulanık mantık temeline dayanmaktadır.

Bulanık kontrolörde, uzman bilgisine dayanan dilsel kontrol stratejisine dönüştüren bir algoritma geleneksel algoritmalara göre daha iyi sonuç vermektedir [35]. Bulanık kontrolörde sürecin kontrolünde uzman bilgisine başvurulmaktadır. Uzman bilgisi dilsel EĞER- O HALDE kuralları haline getirilir. Sistemde uzman bilgisine ulaşılamıyor ise bulanık kural tabanını oluşturmak için; sistemin matematiksel modeli, simülasyonlar, sürecin bulanık modeli ve çeşitli öğrenme algoritmaları kullanılır. Bir bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı dört ana birimden meydana gelir. Bunlar, bulanıklaştırıcı, bulanık kural tabanı, bulanık çıkarım ve durulaştırıcıdır. [74]



Şekil 4.1 Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı

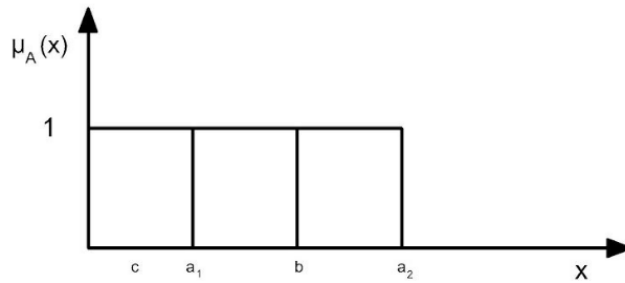
Modellenecek sisteme ait girişler üyelik fonksiyonları ile değerlendirilerek bulanıklaştırılır. Kural tabanından faydalanılarak seçilen çıkarım yöntemine göre bulanık çıkarım elde edilir. Elde edilen bulanık çıkarım durulaştırılarak klasik sayı şeklinde dönüştürülen bir sayı elde edilir (Şekil 4.1).

4.2 Bulanık Denetleyicinin Giriş Değişkenleri

Bulanık denetleyicide durum ve denetim değişkenlerinin seçiminde bir uzman görüşünden yararlanılır. Durum değişkenlerinden faydalanılarak bulanık denetleyicinin giriş değişkenleri belirlenir. Bulanık denetleyicinin giriş değişkenleri olarak sistem durum değişkenleri, durum değişkenlerinin hataları, türevleri ve integralleri kullanılabilir.

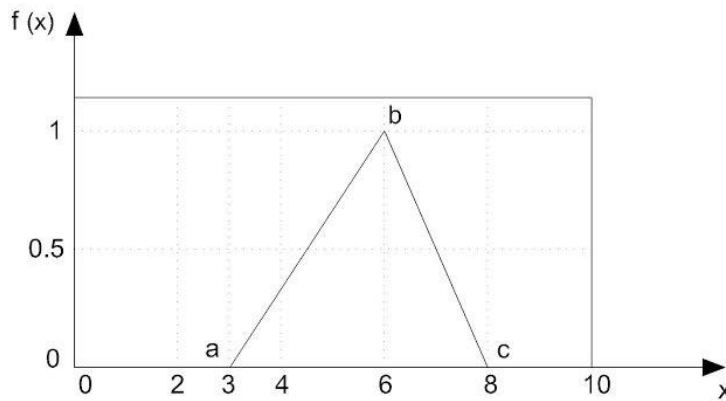
4.2.1 Bulanık Kümeler ve Üyelik Fonksiyonları

Klasik küme kuramında bir eleman o kümenin ya elemanıdır ya da değildir. Eleman üye ise üyelik derecesi 1 üye değil ise 0'dır. Klasik kümeye örnek şekil 4.2'de verilmiştir.



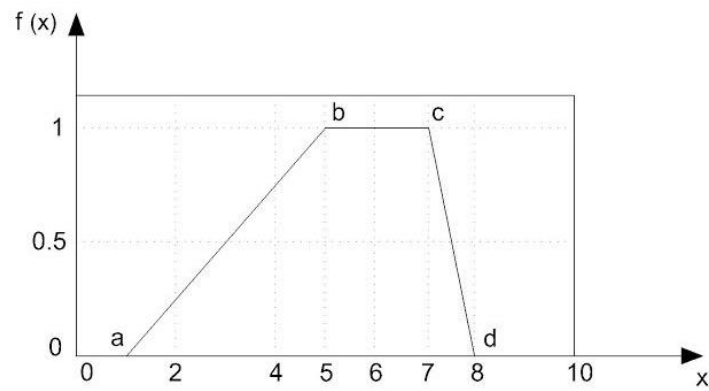
Şekil 4.2 Klasik üyelik fonksiyonu

Bulanık mantık, bulanık küme mantığına dayanır. Bulanık küme üye değeri ile belirlenir. Bulanık mantıkta küme aitlik derecesi μ , 0 ile 1 arasında değişmektedir. 0 kümeye ait olmamayı, 1 ise kümenin kesin elemanı olduğunu gösterir. Kümenin üyelik fonksiyonları, üçgen, trapezoidal, sigmoidal, gaussian, generalized bell gibi üyelik fonksiyon örnekleri ile tanımlanır. Şekil 4.3'de bu üyelik fonksiyonları ve denklemleri ifade edilmiştir.



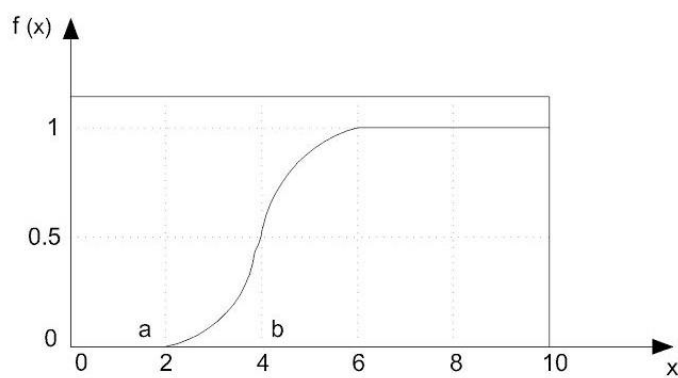
a) Üçgen

$$f[x, a, b, c] = \begin{cases} 0 & , \quad x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & , \quad a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & , \quad b \leq x \leq c \\ 0 & , \quad c \leq x \end{cases}$$



$$f[x, a, b, c] = \begin{cases} 0 & , \quad x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & , \quad a \leq x \leq b \\ 1 & , \quad b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & , \quad c \leq x \leq d \\ 0 & , \quad d \leq x \end{cases}$$

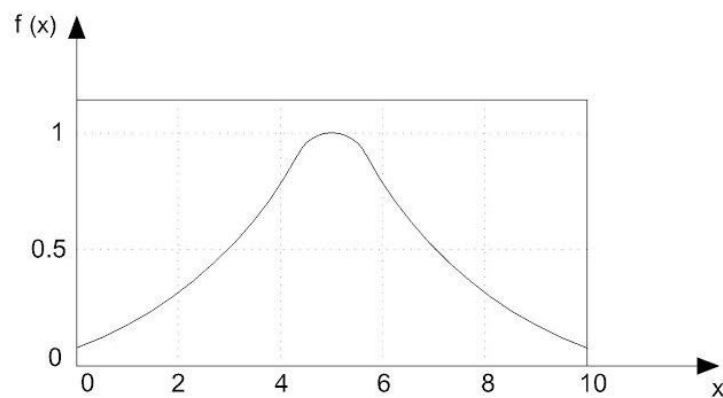
b) Trapezoidal



$$f[x, a, b] = \frac{1}{1 + e^{-a(x-a)}}$$

$a = 2; b = 4$

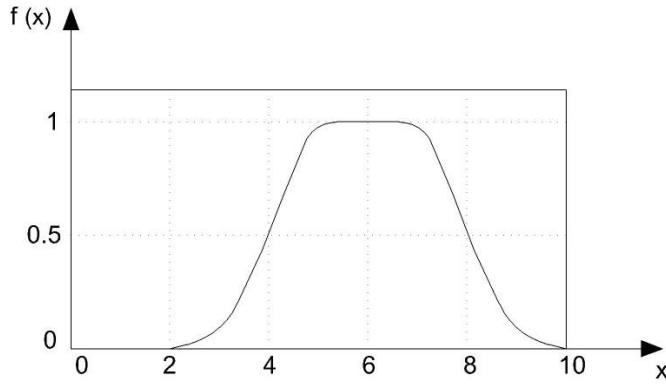
c) Sigmoidal



$$f(x, \sigma, c) = e^{\frac{-(x-c)^2}{2\sigma^2}}$$

$\sigma = 2; c = 5$

d) Gaussian



$$f[x, \sigma, c] = \frac{1}{1 + \left| \frac{x - c}{a} \right|^{2b}}$$

$$a = 2; b = 4; c = 6$$

e) Generalized Bell

Şekil 4.3 Yaygın kullanılan üyelik fonksiyon örnekleri

Bulanık mantık ile modellemede üç temel aşama mevcuttur. Bunlar; bulanıklaştırma, kural çıkarma ve durulamadır. Bulanıklaştırma işleminde giriş bilgileri bulanıklaştırılır. Yani girişlerin, uygun bulanık kümeler üyelik dereceleri, üyelik fonksiyonları oluşturularak belirlenir. Bulanık çıkarım aşaması üyelik fonksiyonlarını ve “eğer-öyleyse” kurallarını kullanarak, bulanık kümenin diğeriyle ilişkilendirilmesinden oluşur. Durulama bulanık çıkış değerlerinin, bir kesin çıkış değerine dönüştürülmesidir. Bulanık mantık, kural tabanında giriş ve çıkış bulanık kümeleri arasında kurulmuş olan ilişkilerin hepsini bir arada toplayarak sistemin bir çıkışlı davranmasını sağlayan işlemler topluluğudur. Bir bulanık kural tabanlı sistemde, farklı çözümleme yöntemleri uygulanabilir. Bunlardan en önemlileri Mamdani ve Sugeno modelleridir.

4.3 Bulanıklaştırıcı

Bulanıklaştırma işlemi, sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir [32]. Bulanıklaştırma işlemiyle giriş üyelik fonksiyonlarından yararlanılarak giriş verilerinin ait olduğu bulanık kümeler ve üyelik dereceleri belirlenir [73]. Girilen sayısal değere küçük, en küçük gibi dilsel değişken değerler atar. Sistemin verimli çalışmasını sağlamak amacıyla değişik şekillerde (üçgen, yamuk, çan eğrisi..vs) bulanık kümeler seçilebilir.

4.4 Bulanık kural tabanı

Bulanık kural tabanı, karar verme biriminin kural tabanının kullanıldığı bilgileri aldığı veri tabanı (data base) ve denetim amaçlarına uygun dilsel denetim kurallarının bulunduğu kural tabanı (rule base) olmak üzere iki kısımda incelenir [32]. Dilsel denetim kurallarının tanıtılmasında ve bulanık mantık denetimindeki bulanık bilgi işleme süresince faydalanılır. Denetim amaçlarını ve stratejisini kurallar kümesi belirler. Bulanık denetim kuralları dilsel değişkenler içeren önkoşul ve sonuç kısmındaki “IF-THEN” kurallarının birleşimiyle oluşturulur. Girişler ve çıkışlar arasındaki bağlantılar, kural tabanındaki kurallar kullanılarak sağlanır. A ve B girişler, C ise çıkış değişkeni olan bir sistem için,

IF $A = x$ VE $B = y$ ise THEN $C = z$,

Şeklindeki bir kural A ve B 'nin aldığı değerlere göre C çıkışının bulanık değerlerini belirlemektedir.

4.5 Bulanık Çıkarım

Karar verme birimi, çıkarım motoru (Fuzzy Engine) olarak da adlandırılır. Bulanık mantıkta insanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneklerinin modellendiği birimdir. Bir başka deyişle, birçok bulanık gerçekleştirme yaparak sisteminin beyni konumundadır. Bulanıklaştırıcı ve bulanık kural tabanı kullanılarak sembolik sonuçlar çıkarımda elde edilir. İnsanın karar verme ve çıkarım yapma yeteneğini modellemeyi amaçlayan bulanık çıkarımın gerçekleşmesinde pek çok yapı kullanılmaktadır. Modellemede sıklıkla kullanılan dört temel çıkarım modeli mevcuttur. Bunlar; Mamdani tipi çıkarım modeli, Larsen tipi çıkarım modeli, Tsukamoto tipi çıkarım modeli ve Takagi-Sugeno tipi çıkarım modelidir.

Mamdani modeli,

Bu modelde uygulanacak işlem “ve” ($\wedge$) işlemidir. Bağlantı formülü denklem 4.1’de verilmiştir.

$$R(x, y) = \bigvee_{i=1}^n (A_i(x) \wedge B_i(y))$$

(4.1)

$x = x_1, x_2, \dots, x_k$ için R_x bağıntısı denklem 4.2’de olduğu gibidir.

$$R_{x=x_k}(y) = V_{i=1}^n (A_i(x) \wedge B_i(y))$$

(4.2)

k adet girişe sahip bir sistem için n tane kural denklem 4.3'te gibi tanımlanmaktadır.

R_i : Eğer $x_1 = A_{i1}$ ve $x_2 = A_{i2}$ ve $x_k = A_{ik}$ ise $y = B'_i$ dir $i = 1, 2, \dots, n$

$$R_{x=x_k}(y) = R(x_1, x_2, \dots, x_k, y) = V_{i=1}^n [(A_{i1}(x_1) \wedge A_{i2}(x_2) \wedge \dots \wedge A_{ik}(x_k)) \wedge B_i(y)]$$

(4.3)

Larsen modeli,

Her bir giriş değeri ait olduğu üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümeyi yeniden ölçeklendirir. Çıkış değeri tüm girişler için yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki maksimum değer alınarak bulunur. Larsen tipi çıkarım modeli aynı zamanda Max-Dot çıkarım olarak da isimlendirilir.

Tsukomoto modeli,

Tsukomoto tipi bulanık çıkarım modelinde, çıkış üyelik fonksiyonu tek yönlü artan bir fonksiyon olarak seçilir. Çıkış değeri ise her bir kuralın keskin çıkış değerinin ağırlık ortalaması alınarak bulunur.

Takagi-Sugeno-Kang (TSK) modeli

Bu modelde kullanılan kurallar aşağıdaki şekilde tanımlanır.

“Eğer x girişi $A_i(x)$ üyelik fonksiyonuna ait ise çıkış $f_i(x)$ fonksiyonudur.”

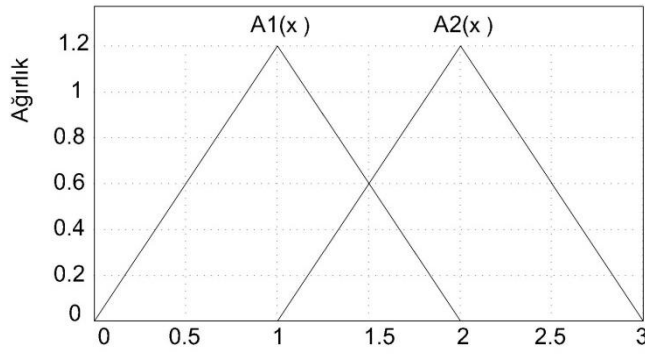
k adet girişe sahip bir sistem için n adet kural tanımlanır.

$$R_i: \text{Eğer } x_1 = A_{i1}(x_1) \text{ ve } x_2 = A_{i2}(x_2) \text{ ve } \dots \text{ ve } x_k = A_{ik}(x_k) \text{ ise } f_i(x_1, x_2, \dots, x_k), i = 1, 2, \dots, n$$

Tek girişli bir sistem için denklem 4.4'teki gibi bağıntı tanımlanır.

$$R(x) = \frac{A_1(x)f_1(x) + A_2(x)f_2(x) + \dots + A_k(x)f_k(x)}{A_1(x) + A_2(x) + \dots + A_k(x)} \quad (4.4)$$

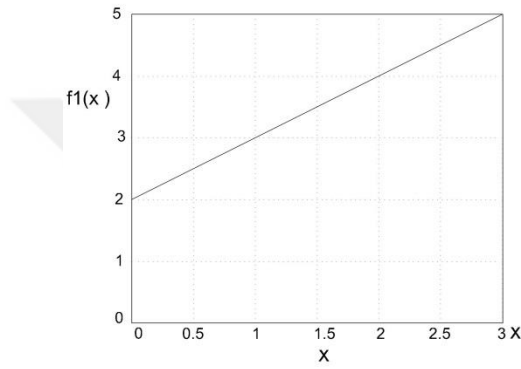
x girişine ait üyelik fonksiyonları $A_1(x)$ ve $A_2(x)$ olan, y çıkışı ile ilişkili $f_1(x)$ ve $f_2(x)$ fonksiyon bilgileri aşağıdaki gibi olan bir sistemde;



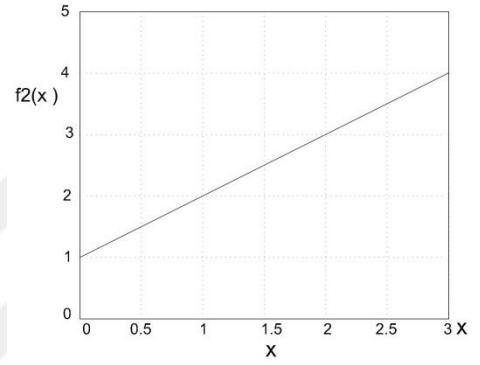
$$A_1(x) = \begin{cases} x & , 0 \leq x \leq 1 \\ 2 - x & , 1 \leq x \leq 2 \\ 0 & , \text{diğer} \end{cases}$$

$$A_2(x) = \begin{cases} x - 1 & , 1 \leq x \leq 2 \\ 3 - x & , 2 \leq x \leq 3 \\ 0 & , \text{diğer} \end{cases}$$

a)



b) $f_1(x) = 2 + x$

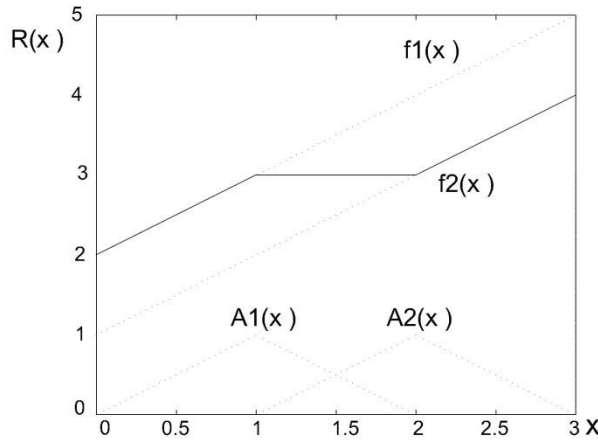


c) $f_2(x) = 1 + x$

Şekil 4.4 a) Giriş üyelik fonksiyonları b) ve c) çıkış fonksiyonları

Takagi-Sugeno-Kang modeline ait i. kural;

“Eğer $x = A_i(x)$ ise $y = f_i(x)$ şeklindedir. Sisteme ait çıkış denklem 4.4’te verildiği gibi hesaplanır. Sisteme ait çıkış grafiği şekil 4.5’de gösterilmiştir.



$$R_x = \frac{A_1(x) \cdot f_1(x) + A_2(x) \cdot f_2(x)}{A_1(x) + A_2(x)}$$

Şekil 4.5 Takagi-Sugeno-Kang modeli çıkış fonksiyonu

4.6 Durulaştırıcı

Bulanık çıkarımın sonucu yine bir bulanık kümedir. Bu bulanık kümenin sisteme uygulanması için giriş değeri gibi sayısal değerlere dönüştürülmesi gerekir. Bu işlem durulama olarak adlandırılır. Durulaştırıcının ıkışı denetlenecek sistem için gerekli olan denetim işaretini verir. Karar verme biriminden gelen bulanık bir bilgiden bulanık olmayan ve uygulamada kullanılacak gerçek değerlerin elde edilmesini sağlar. Durulaştırma işleminde literatürde değişik yöntemler kullanılmaktadır. Her kural için üyelik derecelerinden oluşan değer ve sonuç kural belirlenir. En uygun durulama yöntemi seçilir. En çok kullanılan yöntemler şunlardır,

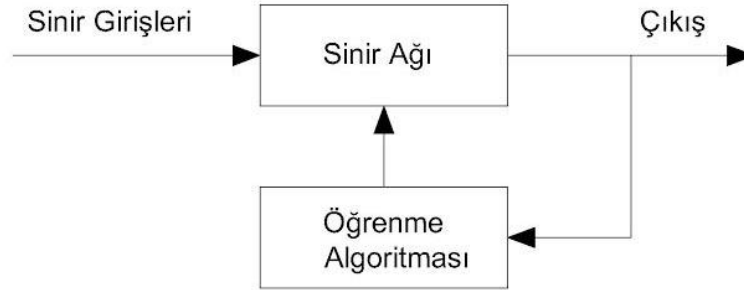
- Maksimum yelik yöntemi,
- Ağırlık merkezi yöntemi,
- Ağırlık ortalaması yöntemi,
- Mean-Max yelik yöntemi.

4.7 Adaptif Ağ Yapısına Dayalı Bulanık Denetleyici (ANFİS) Yapısı

Adaptive ağ tabanlı bulanık çıkarım sistemi (Adaptive-network based fuzzy inference systems- ANFIS), bulanık mantık (Fuzzy Logic- FL) ve yapay sinir ağları (Artificial Neural Networks-ANN) metodlarının avantajlı yönlerini ön plana çıkaran ve son yıllarda çok farklı alanlarda uygulanan bir yapay zeka tekniğidir. Jang tarafından 1993 yılında geliştirilmiş olan ANFIS modeli Sugeno tipi bulanık çıkarım sistemini ve melez öğrenme (hybrid learning) algoritmasını kullanır [72], [75]. ANFIS, kolay uygulanabilir eğitim algoritmalarını içeren yapısıyla ANN'yi ve uzman bilgi sistemi ile FL'yi bünyesinde barındırmaktadır. ANFIS'in öğrenme algoritması, en küçük kareler yöntemi ile geri yayılmalı öğrenme algoritmasının bir arada kullanılmasından oluşan melez öğrenme algoritmasıdır. ANFIS yapısı, Sugeno tipi bulanık sistemlerin, sinirsel öğrenme kabiliyetine sahip bir ağ yapısı olarak tanımlanabilir. Söz konusu ağ yapısı katmanlar halinde yerleştirilmiş ve her biri için ayrı fonksiyonların tanımlandığı düğümlerden oluşmaktadır [76].

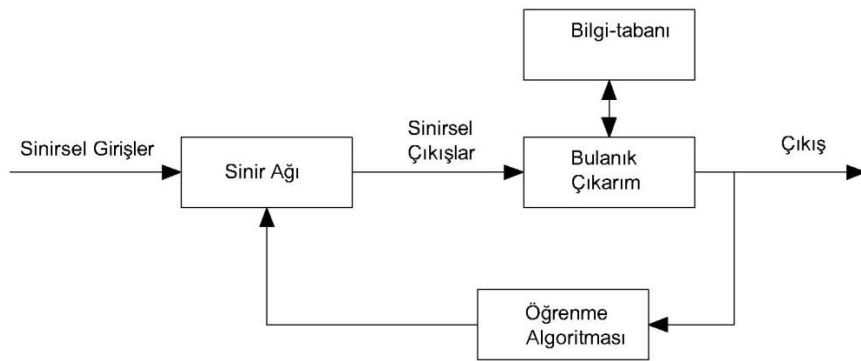
Sinirsel bulanık açı, iki temel yapıya sahiptir. Birinci yapıda, bulanık çıkarımın dilsel ifadelere göre oluşturduğu ıkışlar vardır. Bu ıkışlar çok katmanlı sinir ağına giriş

vektörü olarak verilmektedir. Bu yapıda sinir ağları istenen çıkışı sağlamak için eğitilmektedirler. Bu yapı şekil 4.6’da gösterilmiştir.



Şekil 4.6 Birinci yapı

İkinci yapıda ise çok katmanlı sinir ağının çıktıları bulanık çıkarım mekanizmasını sürmektedir. İkinci yapı şekil 4.7’de gösterilmektedir.



Şekil 4.7 İkinci yapı

ANFIS (Adaptif ağ yapısına dayalı bulanık çıkarım sistemi) yapısı, düğümler ve bu düğümleri birbirine bağlayan linklerden oluşmaktadır. Bu yapıda her bir düğüm için ayrı bir üyelik fonksiyonu tanımlanabilir. Düğüm çıkışı giriş parametrelerine bağlı olarak değişebileceği için her bir düğüm de adaptif olarak değerlendirilebilir. Bu işlemdeki amaç, çıkışta oluşabilecek hatayı minimize edecek yapıyı elde etmektir. Düğümler arasında çıkışı bir sonraki düğüme doğrudan bağlayan bağlantılar vardır. Bu iletim hatlarındaki çıkış değerlerini belli katsayılarla çarparak bir sonraki giriş için istenilen aralıkta veri girişi sağlanır [77]. Bu işlem bir sonraki aşamada hata oranının düşmesini sağlayacaktır. Hata oranını düşürecek olan katsayıları belirlemek için ANFIS modelinin eğitilmesi gerekir.

Eğitim katsayıları ne kadar doğru olursa, bir sonraki düğümden alınan çıkış o kadar sağlıklı ve verimli olur.

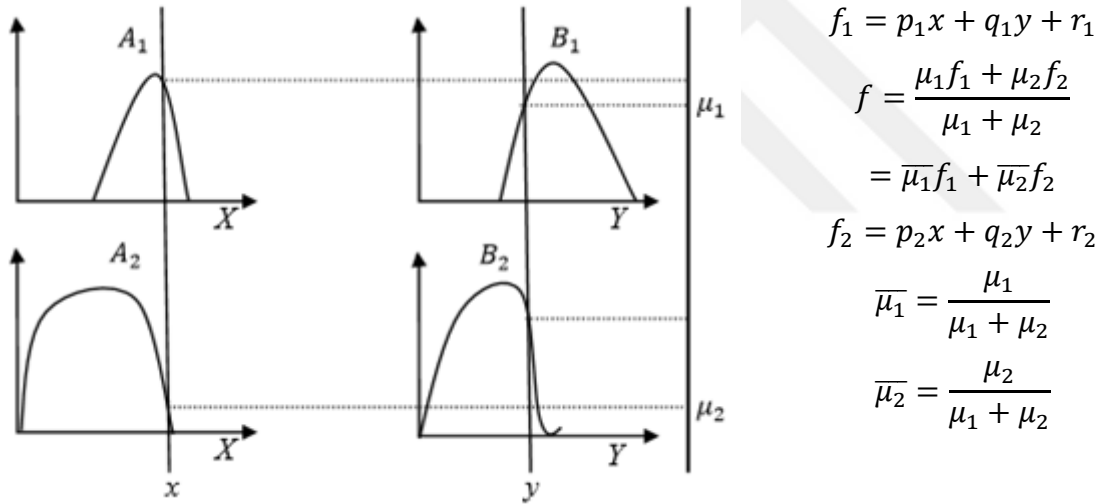
4.7.1 ANFIS Mimarisi

ANFIS yapısı için iki girişin (x, y), iki kuralın ve bir çıkışın (f) olduğu bir sistemi inceleyerek anlatılabilir. Oluşturulacak kurallar aşağıda verilmektedir.

Kural 1: *IF* $x = A_1$ *and* $y = B_1$ *THEN* $f_1 = p_1x + q_1y + r_1$:

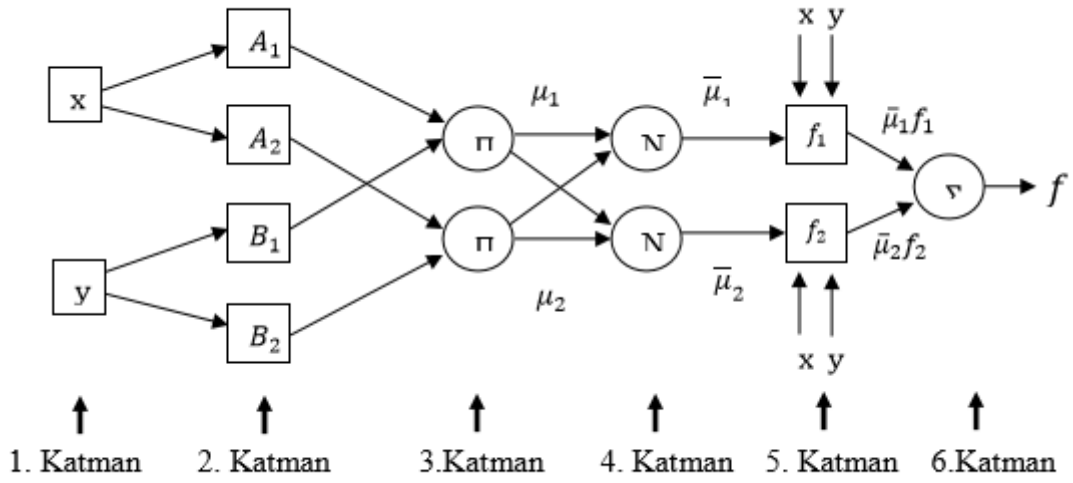
Kural 2: *IF* $x = A_2$ *and* $y = B_2$ *THEN* $f_2 = p_2x + q_2y + r_2$

Eşitlikte $i = 1,2$ için x ve y giriş değişkenlerini, f_j çıkış değişkenini, A_i ve B_i bulanık kümeleri, $p_i, q_i, r_i \in R$ olmak üzere sonuç değişkenleridir [32]. Şekil 4.8’de iki girişli ve iki kurallı Sugeno tip bulanık çıkarım yöntemi verilmiştir.



Şekil 4.8 İki girişli ve iki kurallı Sugeno tip bulanık çıkarım

ANFIS altı katmandan oluşmaktadır. ANFIS yapısındaki katmanların işleyişi sırasıyla, giriş katmanı, bulanıklaştırma katmanı, kural katmanı, normalizasyon katmanı, durulaştırma katmanı ve toplam katmanı şeklindedir (Şekil 4.9).



Şekil 4.9 İki girişli ve iki kurallı ANFIS mimarisi

1. **Katman:** Bu kademedeki her düğüm, giriş sinyallerinin diğer katmanlara aktardığı giriş düğümleridir. Giriş düğümlerinde, herhangi bir toplam ya da etkinlik işlevi kullanılmamaktadır.
2. **Katman:** Bu katmanda, bulanık kümeyi temsil eden A_i ve B_i gibi düğümler vardır. Düğümlerin çıkışı, giriş örneklerine ve kullanılan üyelik fonksiyonlarına bağlı olan üyelik dereceleridir. Bu düğümlerden elde edilen üyelik dereceleri (düğüm çıkışları) denklem 4.5’de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 o_i^2 &= \mu_{A_i}(x) \\
 i &= 1,2 \\
 o_{i+2}^2 &= \mu_{B_i}(y)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

İki farklı girişe bağlı iki farklı düğüm çıkışı denklem 4.6’da görülmektedir. Bunun sebebi ağın x ve y gibi iki farklı girişe sahip olmasıdır. Bu katmanda x, y girişlerinin her biri için 2 tane olmak üzere toplam 4 düğüm mevcuttur. Her bir düğümde üyelik işlevi olarak en azı 0 olan en çoğu 1 olan çan eğrisi üyelik işlevleri kullanılmaktadır. Sonuç denklemi denklem 4 b,c de gösterilmiştir.

$$\mu_{Ai}(x) = \frac{1}{1 + \left[\frac{x - m_i}{\sigma_i} \right]^2} \quad (4.6)$$

$$\mu_{Ai}(X) = \exp \left[- \left(\frac{x - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right] \quad (4.7)$$

Denklem 4.7’de m_i ve σ_i çan eğrisi şekilli üyelik işlevinin sırasıyla orta noktasını (mean) ve standart sapmasını (standart deviation) gösterir. Bu değişkenler ağ eğitilirken ayarlanır.

- 3. Katman:** Bu katmandaki her düğüm Π ile gösterilmiştir. Bu simge giren tüm işaretlerin çarpımını gösterir. Düğüm çıkışının ifadesi denklem 4.8’de gösterilmiştir.

$$o_i^3 = \mu_i = \mu_{Ai}(x) \mu_{Bi}(y) c \quad i = 1, 2 \quad (4.8)$$

Denklem 4.8’de çarpma işlemi yerine bulanık VE (AND) işlemini icra eden, başka t-norm operatörlerinden herhangi biri, 3. katmandaki düğümler için düğüm işlevi olarak kullanılabilir [78].

- 4. Katman:** Bu katmanda yer alan her bir düğüm, N ile etiketlenmiş sabit bir düğümdür. Bir kuralın normalleştirilmiş ateşleme seviyesi hesaplanır. 3. Katmanda belirlenen her kuralın gerçekleştirme derecesinin, bütün kuralların gerçekleştirme dereceleri toplamına oranını hesaplar. Herhangi bir i . düğüm için, i . kuralın ateşleme seviyesinin, bütün kuralların ateşleme seviyelerinin toplamına eşittir (denklem 4.9).

$$o_i^4 = \bar{\mu}_i = \frac{\mu_i}{\mu_1 + \mu_2}, \quad i = 1, 2 \quad (4.9)$$

5. Katman: Normalize edilmiş her bir kural kendine ait çıkış üyelik fonksiyonu ile çarpılmaktadır. Her i düğümü sonuç ağırlıkları değerlerini hesaplar. Düğüm çıkış fonksiyonu denklem 4.10’da gösterilmiştir.

$$o_i^5 = \bar{\mu}_i f_i = \bar{\mu}_i (p_i x + q_i y + r_i) \quad (4.10)$$

Denklem 4.10’da $\bar{\mu}_i$, 4. katmanın çıkışıdır ve normalleştirilmiş ateşleme seviyesidir. $\{p_i, q_i, r_i\}$ parametre kümesidir. Bu parametreler Sonuç Parametreleri (consequence parameters) olarak adlandırılırlar [79], [80].

6.Katman: Bu katmanda Σ ile etiketlenmiş bir düğüm vardır. ANFIS yapısında bulunan toplam çıkışı hesaplamak üzere, kendisine gelen sinyalleri toplayan tek bir düğüm yer alır. Elde edilen sonuç sistemin gerçek çıkışı f değerini verir. Ağın çıkış bağıntısı denklem 4.11’de verilmiştir.

$$o^6 = f = \sum_i \bar{\mu}_i f_i = \frac{\sum_i \mu_i f_i}{\sum_i \mu_i} \quad i = 1,2 \quad (4.11)$$

ANFIS yapısının genel düzeni yukarıda açıklanan 6 katmandan oluşan özelliklere sahiptir. Bu düzen sabit değildir yapıAAak işleme göre değiştirilebilir. ANFIS yapısında yaygın olarak Sugeno tip ve Tsukamoto tip kullanılmaktadır.

4.7.2 ANFIS Modelinin MATLAB SIMULINK’te Uygulaması

ANFIS modelini oluşturmak için MATLAB SIMULINK veri tabanındaki “anfisedit” modülünden yararlanılır. Bu modül ile ANFIS editör GUI kullanılarak Sugeno tipindeki bulanık sistemler oluşturulur, eğitilir ve test edilir. Oluşturulan simülasyonda fuzzy tarafından eğitilmesi istenen veri MATLAB workspace’e veri olarak aktarılır. MATLAB çalışma sayfasına “anfisedit” yazılır. Şekil 4.10’daki pencere açılır. Açılan pencerede;

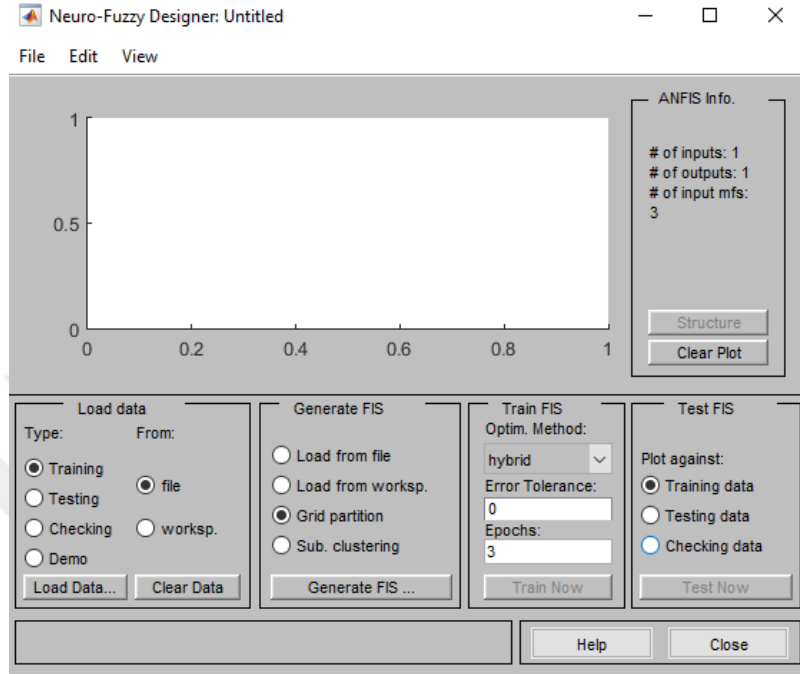
Load data bölümü; eğitilecek verilerin yükleme işleminin yapıldığı kısımdır. Yüklenecek verinin tipi, nereden yükleneceği bilgileri bu bölümde belirlenir;

Generate FIS bölümünde; ön tanımlı olarak belirlenmiş Grid Partition seçeneği ile programda tanımlı üyelik fonksiyon tipinin seçimi, her koşula kaç üyelik fonksiyonun atanacağına ve çıktının hangi tip Sugeno modeli olacağına (birinci veya ikinci derece) karar verilir.

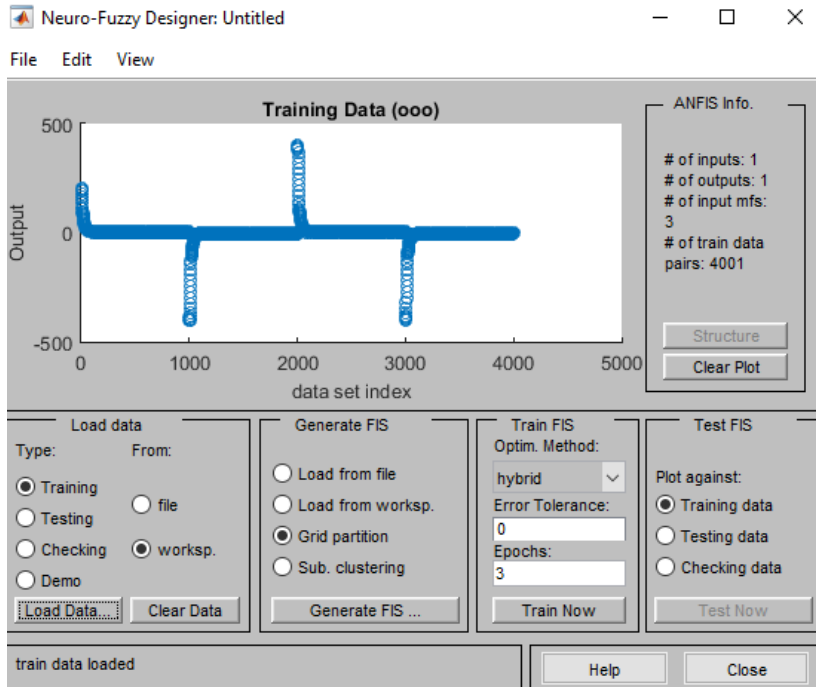
Train FIS bölümünde; Error Tolerance kısmı ile hata tolerans değerine, Epochs bölümü ile kaç çevrim eğitim yapılacağına karar verilir. Aynı zamanda hibrid ve geri yayılım seçeneklerinden optimizasyon metoduna karar verilir.

Test FIS bölümünde; modelin testi gerçekleşir. Ayrıca, simetri ekseninde yüklenen verinin değerleri ve test verisi ile eğitim verisi karşılaştırılabilmektedir.

Structure sekmesinde kurulan modelin yapısı görülür. View sekmesi altında bulunan Rule sekmesi ile modelin kural çıkarımlarına ulaşılabilmekte, Surface sekmesi ile değişkenler arası ilişkinin istenilen boyutta grafiksel sunumu yapılabilmektedir.

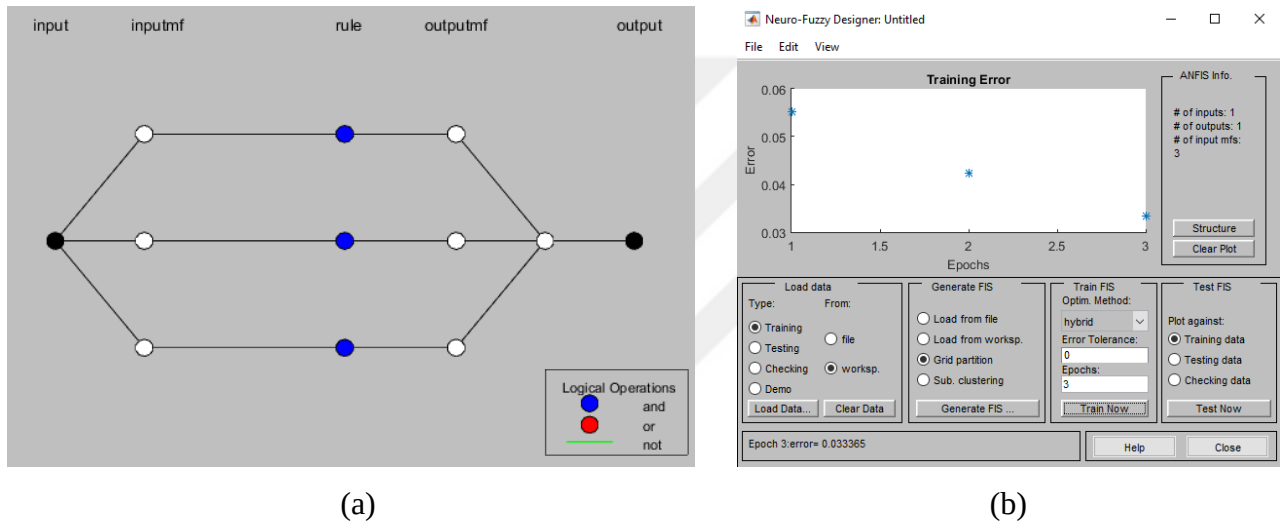


Şekil 4.10 Anfisedit arayüzü görünümü



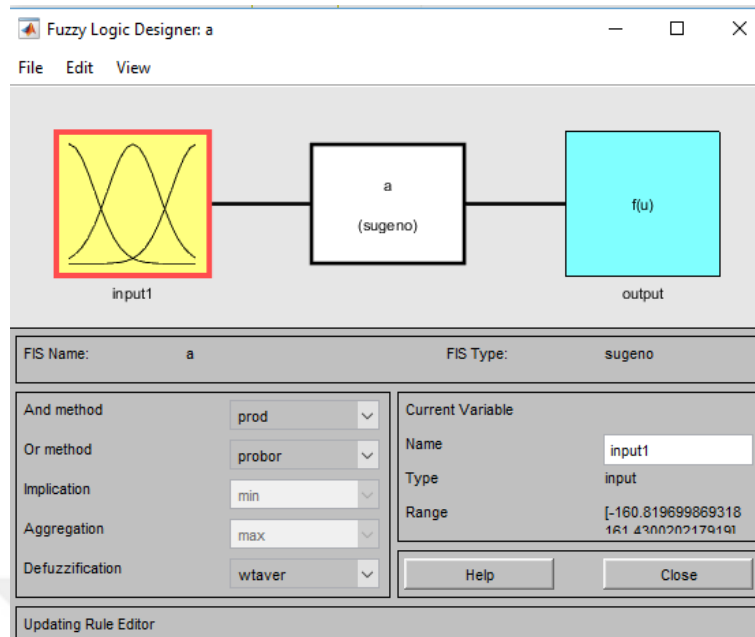
Şekil 4.11 Anfisedit arayüzüne verilerin aktarılması

Bu modülün kullanımı ANFIS kullanılacak bir sistemi oluşturmadan önce simülasyon ortamında bu modelin geliştirilmesini sağlar. Tezde matris çeviriciden beslenen SMSM modellerinin MATLAB Simulinkte benzetimi gerçekleştirilmiştir. ANFIS modülü için eğitilmesi istenen bilgi SMSM'un hız bilgisidir. ANFIS modülü için hız verileri yapılan benzetimden elde edilmiştir. Gelen pencerede MATLAB workspace'den eğitilmesi istenen veriler alınır. Şekil 4.11'de verilen paralel bağlı SMSM hız bilgisidir. Alınan veriler için giriş üyelik fonksiyon sayısı ve fonksiyon tipi belirlenir. Yapılan çalışmada 3 tane üçgen üyelik fonksiyonu belirlenmiştir. ANFIS yapısı içerisinde eğitilmesi istenen veri hız hız bilgisi iken çıkış bilgisi akım bilgisidir.

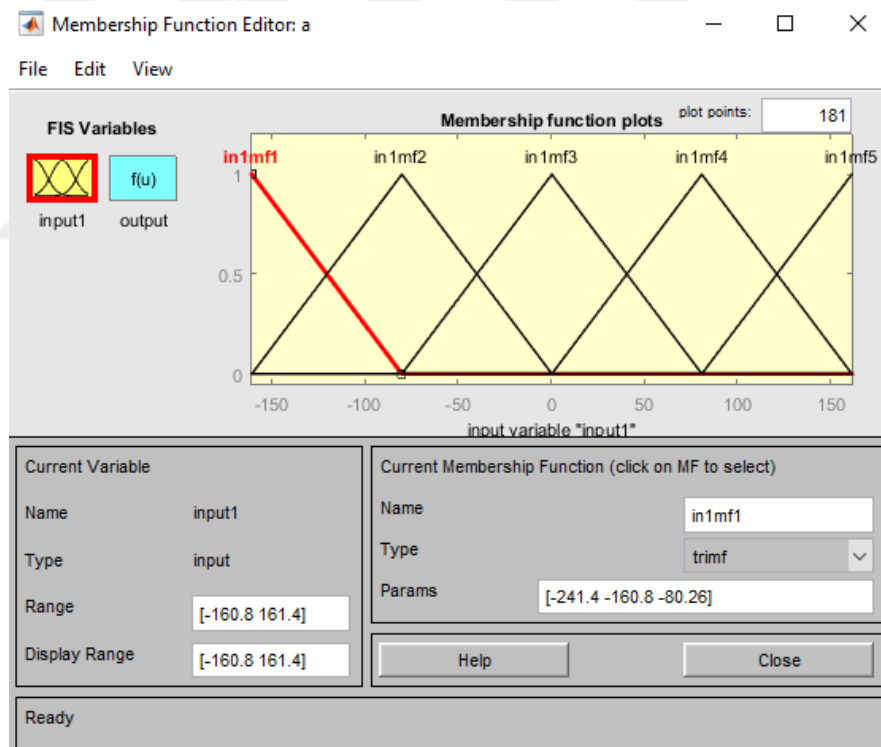


Şekil 4.12 ANFIS a) Model yapısı, b) Hata oranı

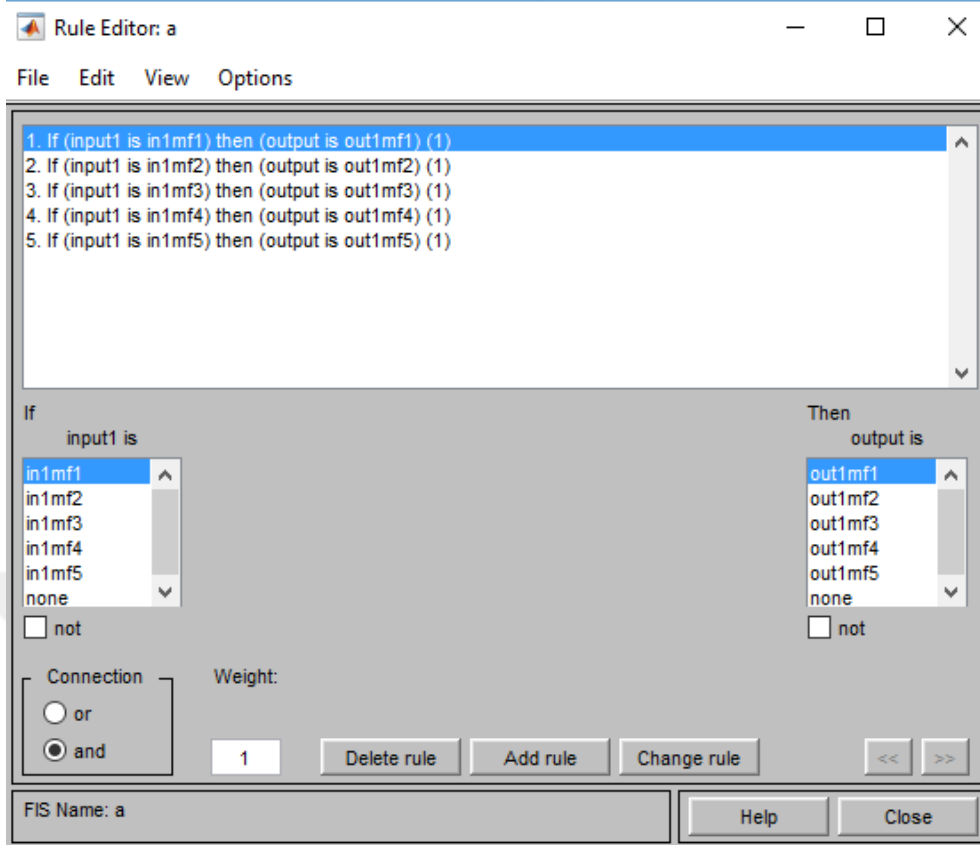
Benzetimden alınan ANFIS dosyası eğitilip şekil 4.12 a)'da gösterilen bir giriş ve bir çıkış sinyalinden oluşan, girişe ait 3 üyelik fonksiyonu, 3 kural ve 3 çıkış üyelik fonksiyonun eğitilmesiyle elde edilen şekil 4.12 b)'de görülen hata oranı elde edilir. Bu hata oranının sıfıra yakın bir değer olması ANFIS verisinin eğitilmesinin başarı oranını belirler.



(a)



(b)



(c)

Şekil 4.13 MATLAB fuzzy logic a) Genel blok diyagramı, b) Giriş üyelik fonksiyonu, c) Kural tablosu

Oluşturulan ANFIS verisinin daha önceden yapılan benzetime uygulanması için MATLAB workspace ekranına fuzzy yazılır şekil 4.13 a’da görülen ekran açılır. “**Import file**” komutu ile oluşturulan ANFİS yapısı çağrılarak Sugeno modeli ile sisteme aktarmak üzere 5 üçgen giriş üyelik fonksiyonu sınırları ile belirlenir ve kurallar oluşturulur (Şekil 13 b). Kurallar daha önceki aşamada oluşturulan ANFIS editörü aracılığıyla “**and**” metodu kullanılarak sistem tarafından belirlenmekle birlikte yeni kural ekleme, değiştirme veya kural çıkarma yetkisini sistem tanımaktadır (Şekil 4.13 c). Kurallar belirlendikten sonra “**export to workspace**” komutu aracılığıyla fis dosyası çalışma ortamına aktarılır. MATLAB Simulinkte yapılan benzetim, giriş verilerini doğrudan modelden alan ve eğitilerek hata oranını klasik denetleyicilere göre azaltan neural fuzzy modeli ile çıkış bilgisini yine doğrudan modele uygular.

4.8 Sonuç

Mühendislikte ve diğer bilim dallarında sistemlerin matematiksel denklemleri kullanılarak modeller oluşturulmaktadır. Sistemin kesin matematik modelinin bilinmemesi durumunda klasik mantık ya hiç çözüm üretmemekte ya da istenilen performansı sağlayamamaktadır. Bulanık mantık ise tam ve kesin olmayan bilgiler ışığında, tutarlı ve doğru karar verme mekanizmalarının modellenmesini amaçlar. Bulanık kontrol, anlaşılması ve geliştirilmesi kolay bir kontrol yöntemi olduğundan dolayı endüstride çalışan mühendislerin tercih edebilecekleri bir kontrol yöntemidir. Bu bölümde, bulanık mantığın yapısı anlatılarak, yapay sinir ağları veya genetik algoritmalarla desteklenmesi sonucu neural fuzzy modeli oluşturma ile ilgili temel bilgiler verilmiştir.



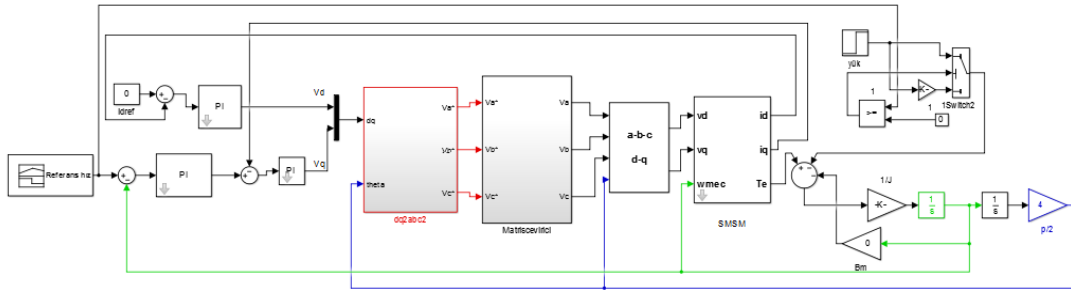
5. MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN PI ve NEURAL FUZZY DENETLEYİCİLİ BENZETİMİ

5.1 Giriş

SMSM'ler, günümüzde çok sayıda endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır. Özellikle, mıknatıs malzemesindeki gelişmelere bağlı olarak, son yıllarda hızla gelişen SMSM'ler, üstün özellikleriyle uygulamalarda kendilerine yer bulmuşlardır. SMSM'ye ait matematiksel denklemler Bölüm 3'te verilmiştir. Şekil 5.1'de gösterilen modelin benzetimi MATLAB/Simulinkte gerçekleştirilmiştir. Matris çeviri için modülasyon algoritması olarak Venturini algoritması kullanılmıştır. Matris çeviricinin girişi sabit bir DA gerilim kaynağı yerine üç fazlı sabit frekans ve sabit gerilimli bir AA kaynaktan beslenmektedir. Elektrik makinalarının vektör kontrolünün, literatürdeki çalışmalara bakıldığında, birçok farklı metotla yapılmakta olduğu görülmektedir. Bu tez çalışmasında SMSM'nin hızı hem PI denetleyici hem de neural fuzzy denetleyici ile denetlenmiştir.

Günümüze kadar PI kontrolörler, basit yapıları ve maliyetlerinin uygun olması nedeni ile endüstride yaygın bir şekilde kullanılmıştır [68][81]. Bu bölümde matris çeviriciden beslenen SMSM'nin vektör kontrolü üzerine çalışılmıştır. Akım kontrolöleri ve hız kontrolörü olarak PI denetleyici kullanılmıştır. Elektrik makinalarının kontrolünde kullanılan en yaygın yapay zekâ uygulamalarından biri Fuzzy Logic, Neural Network sistemlerinin birleşimi olan Neuro-Fuzzy'dir. Oluşturulacak sistemin kesin matematik modelinin bilinmemesi durumunda klasik mantık ya hiç çözüm üretmemekte ya da istenilen performansı sağlayamamaktadır [82][83]. Bulanık mantık ise tam ve kesin olmayan bilgiler ışığında, tutarlı ve doğru karar verme mekanizmalarının modellenmesini amaçlar. Matris çeviriciden beslenen SMSM'nin vektör kontrolü benzetiminden elde edilen sonuçlar PI ve Neural fuzzy denetleyici için karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

5.2 PI Denetleyici Kullanan Vektör Kontrollü Sürücünün Modelenmesi ve Benzetimi



Şekil 5. 1 PI denetleyici matris çevirciden beslenen SMSM'un benzetimi

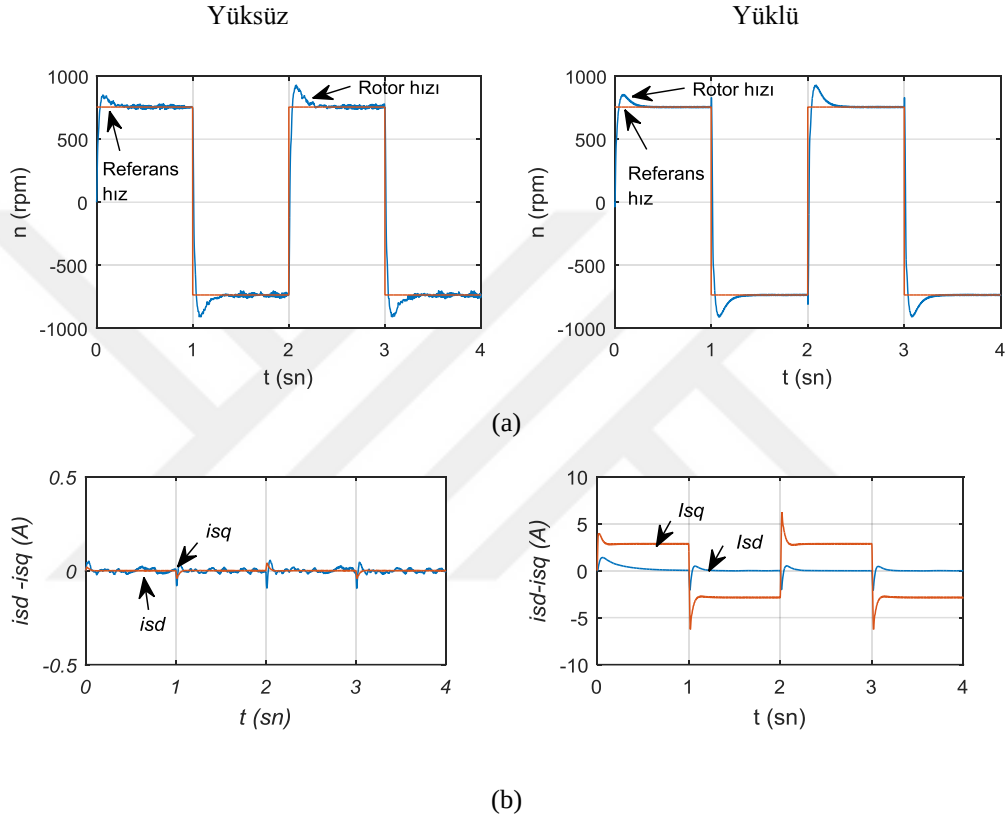
SMSM'lerin yüksek performanslı sürücü sistemlerinde, parametre değişimlerinden etkilenmemesi ve herhangi bir hız değişimi sonucunda hızın referans değere en kısa zamanda ulaşması gibi koşullar aranır. Vektör kontrolünün temel prensibi; moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır [84]. SMSM'lerde vektör kontrolü diğer AA makinalara göre daha kolaydır. Bunun sebebi, rotor alan akısının sabit oluşu ve devir sayısı ile değişmemesidir. SMSM sürücü sistemlerinin istenilen şartlarda çalışması yani sistemin istenilen koşulları gerçekleştirebilmesi için bir denetim tekniğinin de bu sistemin içine dahil edilmesi gerekir. Benzetimde, motor hız ve motor akım bilgisi ile referans hız ve referans motor akım bilgisi karşılaştırılmıştır. Klasik denetim sistemi PI denetleyiciler yardımıyla matris çeviricinin giriş gerilimi öncelikle v_d ve v_q gerilimleri şeklinde elde edilmiştir, daha sonra $d - q$ 'dan abc 'ye dönüşüm bloğu kullanılarak çeviricinin giriş hat gerilimleri elde edilmiştir. Motor yükünün değişimine bağlı olarak 4 sn'lik çalışma periyodu süresince matris çeviriciden beslenen SMSMun vektör denetimi gerçekleşmektedir.

5.2.1 Benzetimin Sonuçları

a) Değişken hızlarda benzetim sonuçları

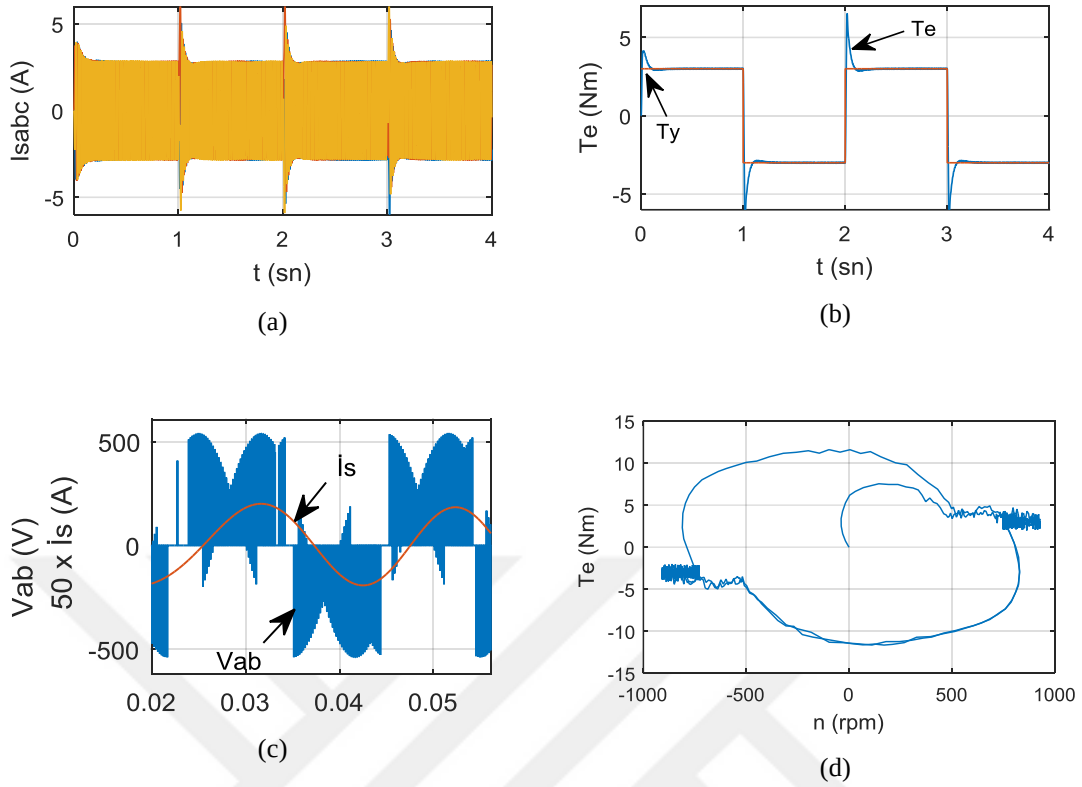
Matris çeviriciden beslenen vektör kontrollü SMSM ± 750 d/d referans hızlar için 4 sn süreyle çalıştırılmış vektör kontrolü için önemli parametreler olan i_{sd} ve i_{sq} akımları incelenmiştir. Motor önce yüksüz hızda çalıştırılmış daha sonra tam yükte çalıştırılmıştır. Yüksüz durum için Şekil 5.2 a ve b’de, nominal yük durumu için Şekil 5.2 c ve d’de hız ve i_{sd} ve i_{sq} akım sonuçları gösterilmiştir. SMSM’nin vektör kontrolünde d-ekseni akım

bileşeninin referansı sıfır olarak alındığından i_d akımı sıfır ekseninde sabit tutulmuştur. Motor yüksüz olarak çalıştırıldığı için motorun çektiği akım sıfıra yakın bir değerde olduğundan q eksen akım bileşeninin sürekli rejimde sıfır civarında kaldığı görülmektedir. Motor nominal yükte çalıştırıldığında ise Şekil 5.2 c ve d’de gösterildiği gibi motor hızı, boşta çalışmada gösterdiği performansa yakın bir şekilde referans hızı yakalayabilmiştir. d-ekseni akımı sıfırda tutulmakla birlikte i_{sq} akımı yük ile orantılı bir şekilde artmıştır.



Şekil 5. 2 Yüksüz ve yüklü durumda a) Motor hızı, b) i_{sd} ve i_{sq} akımları

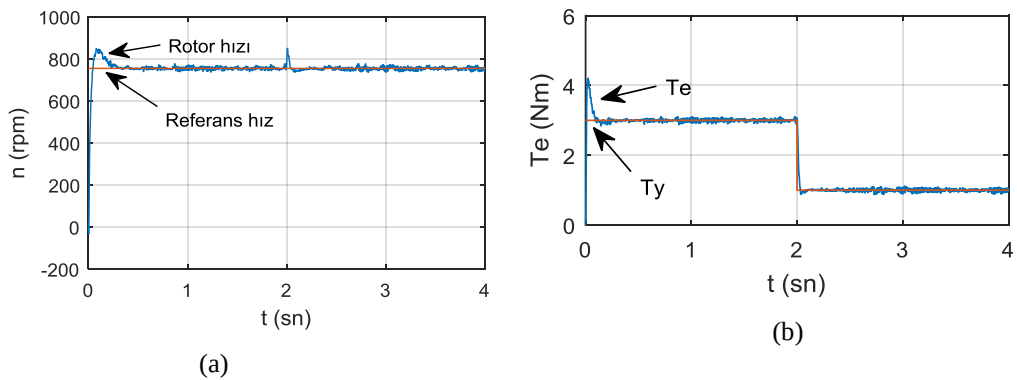
Benzetimde kullanılan SMSM 3 Nm’lik nominal yükte çalıştırılmıştır. ± 750 d/d’da değişken hızlarda çalıştırılan motor Şekil 5.3 a ve b’de gösterildiği gibi moment ile doğru orantılı akım çekmektedir. Şekil 5.3 c’de çevirici fazlar arası gerilimi ile motor akımı görülmektedir. Motor farklı hızlarda çalıştırıldığından Şekil 5.3 d’deki moment hız grafiği ile motorun dört bölgede çalıştığı görülmektedir.

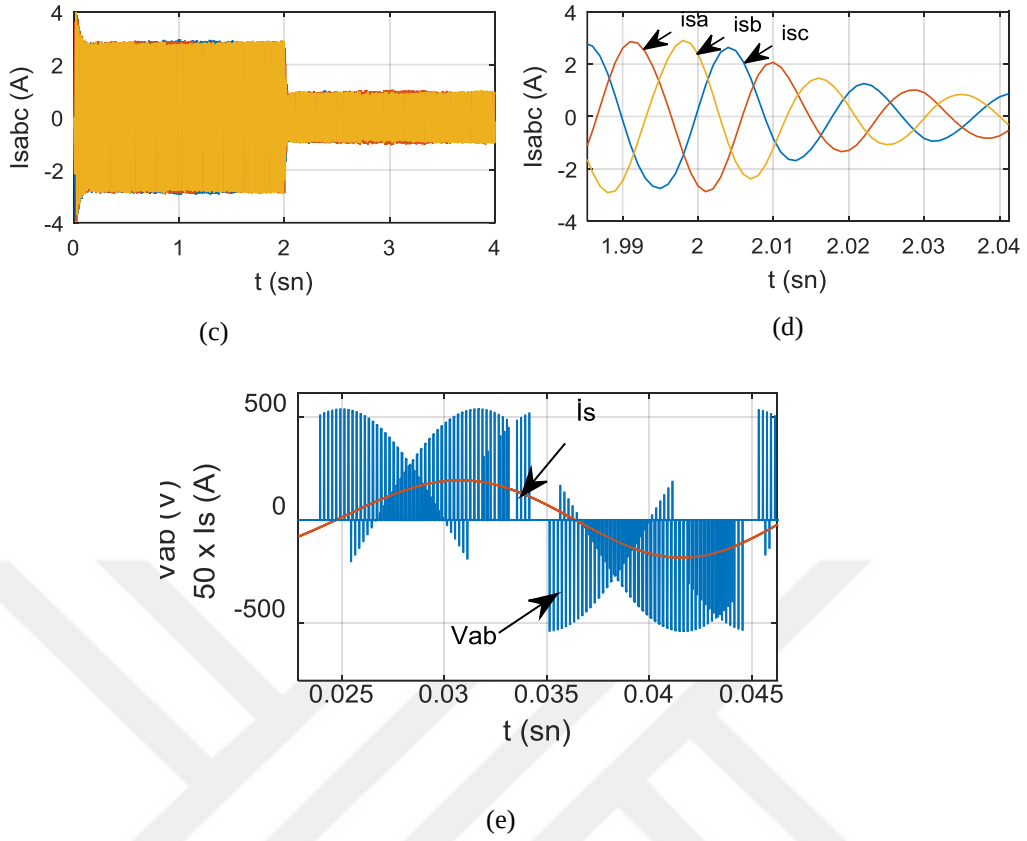


Şekil 5. 3 a) Motor stator üç faz akımları, b) Yük momenti, c) Matris çevirici hat gerilimi ve motor stator üçfaz akımları, d) Dört bölge çalışması için hız-moment karakteristiği

b) Sabit hız ve değişen yüklerde benzetimin sonuçları

Motor + 750 d/d'lık sabit hızda 4 sn süreyle çalıştırılmıştır. Motor nominal yükü olan 3 Nm'lik yük ile çalışmaya başlamış 2. sn' de yükü 1Nm'ye azaltılmıştır. Şekil 5.4'de bu çalışma koşullarında motor hız, moment, akım grafikleri ve matris çeviricinin çıkışındaki hat gerilimi ve motor akımı görülmektedir. Motor hızı yükün değiştiği 2. sn' de referans hızı kısa süreli bir taşmayla yakalamış, yük momenti ve motor akımı ise yük ile doğru orantılı bir şekilde değişimler göstermiştir.





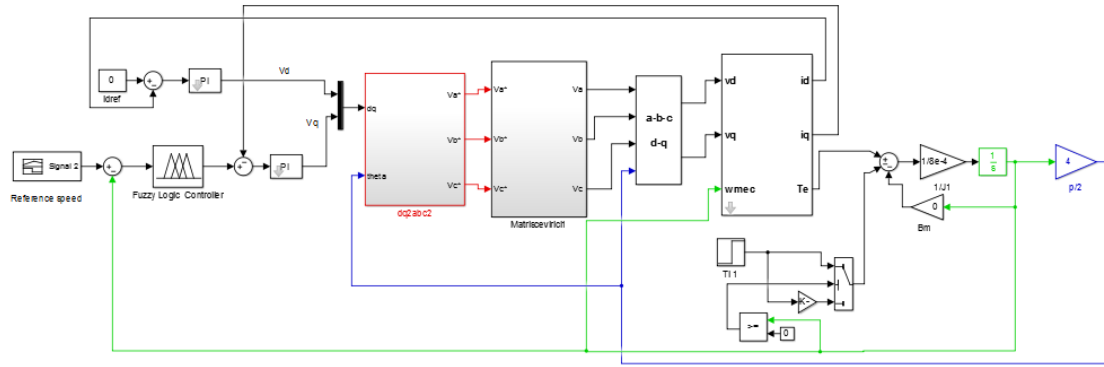
Şekil 5. 4 a) Motor hızı, b) Yük momenti, c) Motor stator üç faz akımları, d) Yük değişiminde motor akımı, e) Matris çevirici hat gerilimi ve motor akımı

Bu bölümde Matlab/Smulinkte yapılan benzetimde motor 4 sn süre ile iki ayrı çalışma koşullarında çalıştırılmıştır (Şekil 5.2, şekil 5.3 ve şekil 5.4). İlk çalışma durumunda, birer saniye aralıkla referans hız ± 750 d/d değerinde değişim göstermektedir. Bu çalışma koşullarında motor hızı 0,2 sn içinde referans hız değerine ulaşmaktadır. Motor yüksüz olarak ve 3 Nm’lik nominal yük momenti değerinde çalıştırılmıştır. Motorun i_{sd} ve i_{sq} akım değerleri, matris çevirici çıkışındaki fazlararası gerilim ve motor akımının değerleri incelenmiştir. Aynı zamanda motor moment ve hız bilgisi incelenerek ileri ve geri yönde çalışma grafiği elde edilmiştir. İkinci çalışma durumunda ise, referans hız bilgisi sabit +750 d/d olup motorun yük momenti 2 saniyede nominal yük momenti olan 3 Nm’lik yükten 1 Nm’lik yük momentine düşürülmüştür. Motor yük momentinin değişiminin motor hızı, akımı ve yük momenti üzerindeki etkisi 4 saniyelik çalışma süresi içerisinde gözlemlenmiştir. Benzetimde kullanılan matris çevirici, $f_s=5$ kHz modülasyon frekansına sahiptir. Benzetimde, SMSM vektör kontrolü ile denetlenmiş, boşta ve yükte çalıştırılarak motorun ileri geri yönde çalışma performansı gözlemlenmiştir. Bununla

birlikte sabit hızda çalıştırılan motorun değişken yük koşullarındaki kararlılığı da gözlemlenmiştir.

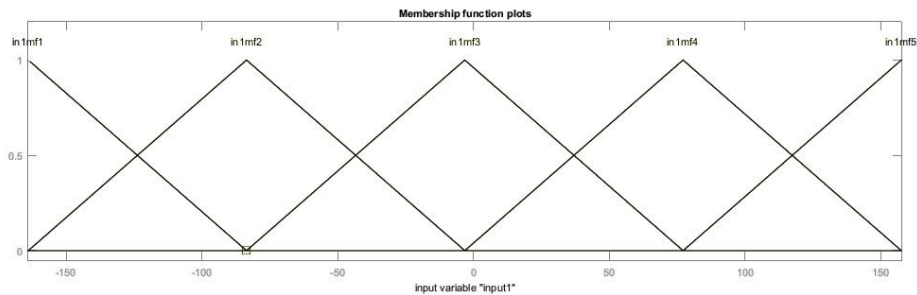
5.3 SMSM'nin Neural Fuzzy Denetleyici Kullanılarak Kontrolünün Benzetimi

MATLAB/Simulinkte yapılan benzetimde kullanılan SMSM matematiksel modeli dönen referans çatıdaki d-q modeline dayanmaktadır. Şekil 5.5'de matris çeviriciden beslenen SMSM'nin blok şeması görülmektedir. Yapılan benzetimde alan yönlendirmeli kontrol kullanılmıştır.



Şekil 5. 5 Neural fuzzy denetleyicili matris çeviriciden beslenen SMSM sürücüsünün benzetimi

Elektrik makinalarının modellenmesinde birçok parametre bulunur. Genelde bu parametrelerin oluşturulan modellerde değişmediği yani sabit olduğu kabul edilir. Oysaki birçok parametre, çalışma koşulları ve dış etkilere göre zamanla değişir. Bu parametre değişikliklerinin etkilerinin de göz önünde bulundurulması istenir [83], [85]. Tüm etkileri içine alan modeller geliştirilebilir. Fakat bu durumda da yapılan modeller çok karmaşık ve hantal oldukları için pek kullanışlı olmazlar.



Şekil 5. 6 Hız bilgisi için giriş üyelik fonksiyonları

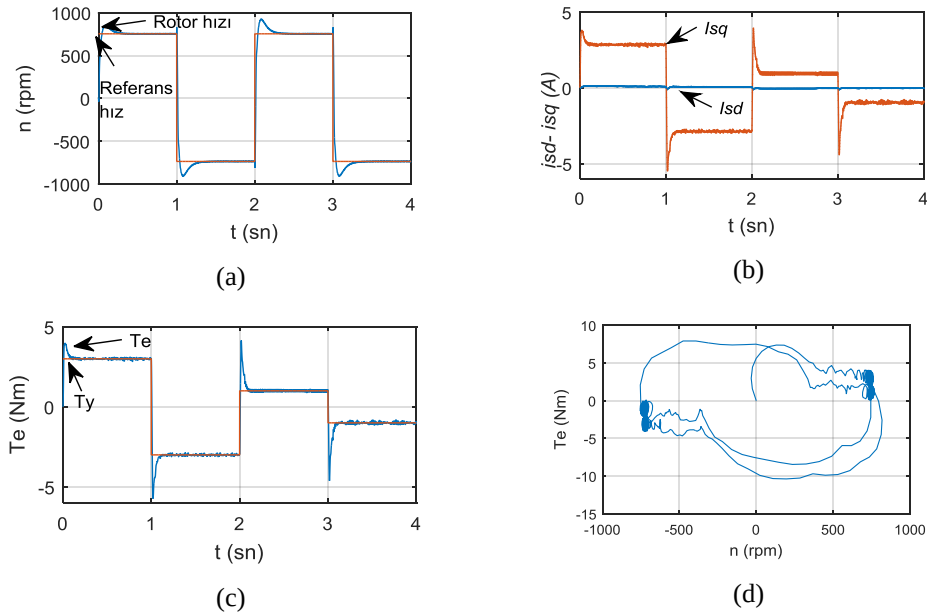
Benzetimde, Şekil 5.6'da gösterilen 5 üyelik fonksiyonu üçgen olarak seçilmiştir. ANFİS yapısı çağrılarak Sugeno modeli ile sisteme aktarmak üzere 5 üçgen giriş üyelik

fonksiyonu sınırları ile belirlenmiş ve kurallar oluşturulmuştur. Bu kurallar, üyelik fonksiyonları ile MATLAB Fuzzy Toolbox’ında; Sugeno yöntemiyle AND metodu kullanılarak oluşturulmuştur. ANFIS editöründe çıkış verileri neural fuzzy ile eğitilerek elde edilmiştir.

5.3.1 Benzetim Sonuçları

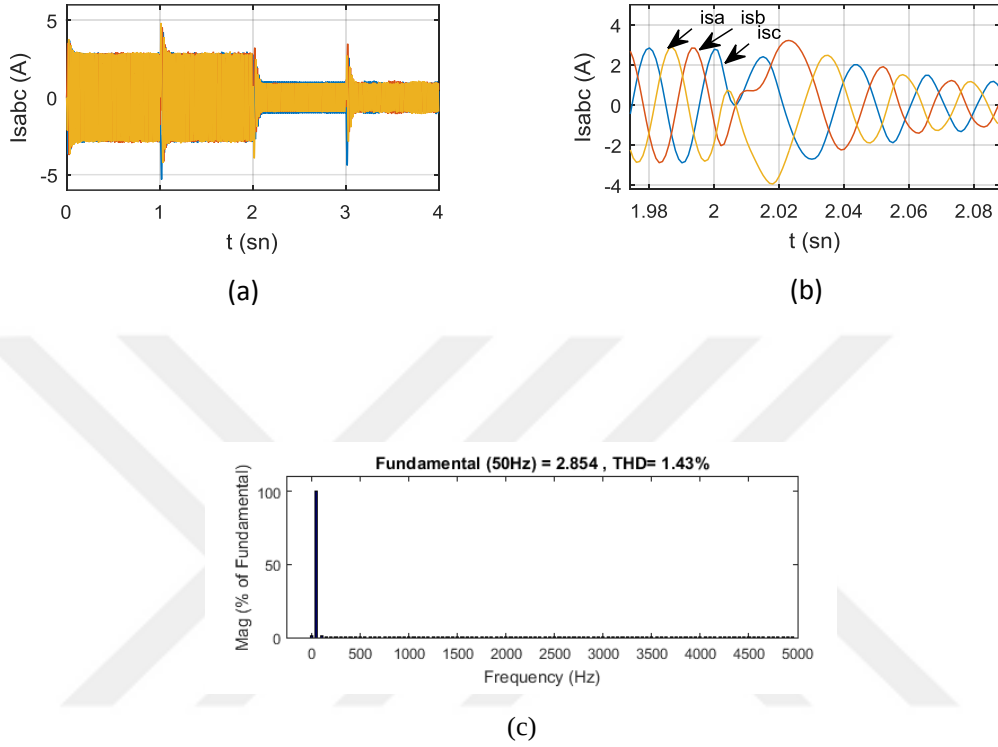
Değişken hızlarda benzetim Sonuçları

Matris çeviriciden beslenen vektör kontrollü SMSM ± 750 d/d referans hızlar için 4 sn süreyle çalıştırılmıştır. Vektör kontrolü için önemli parametreler olan i_d ve i_q akımları incelenmiştir. Motor 2 sn süresince nominal yükte çalışırken 2. sn motor moment yükü 1 Nm değerine ayarlanmıştır. Motor, referans hızı 0.08 saniyede yakalamıştır. SMSM yük değişiminden etkilenmediği gözlenmektedir. Benzetim süresince şekil 5.7 a’da görüldüğü gibi referans hızı yakalamaktadır. Şekil 5.7 b’de görüldüğü üzere SMSM’nin vektör kontrolünde d-ekseni akım bileşeni sıfır olarak alındığından i_{sd} akımı sıfır ekseninde sabit tutulmuştur. Motor yük değişimi etkisi ile i_{sq} akım bileşenin değişimiyle orantılı bir şekilde değer almaktadır. Motorun moment grafiği şekil 5.7 c’de görülmektedir. Şekil 5.7 d’de motor farklı hızlarda çalıştırıldığından, moment-hız grafiği 4 bölgeyi çalışma için gösterilmiştir.



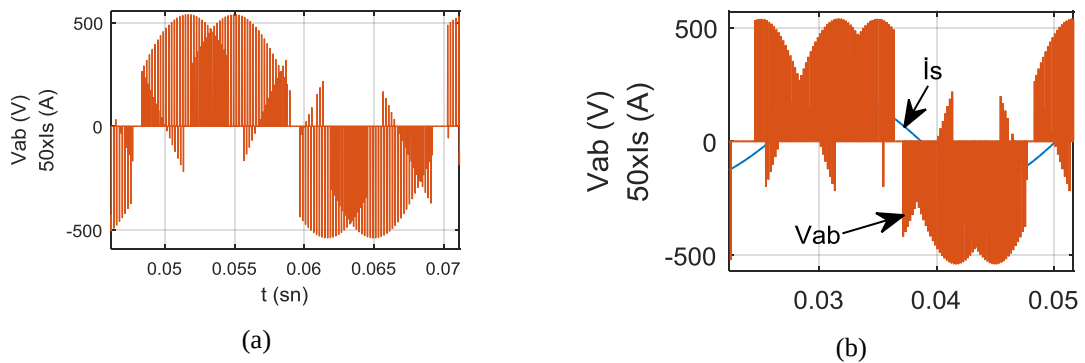
Şekil 5. 7 Yüksüz durumda a) Motor hızı, b) i_{sd} ve i_{sq} akımları, yüklü durumda c) Motor moment grafiği, d) Moment- hız grafiği

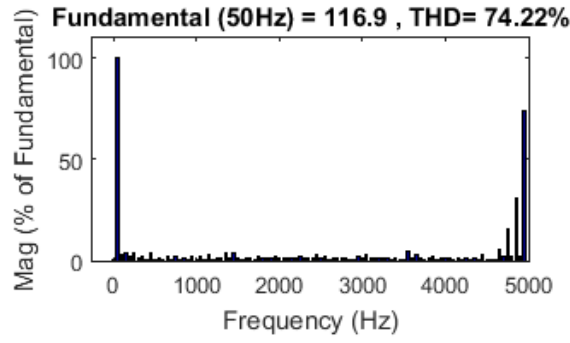
± 750 d/d'da değişken hızlarda çalıştırılan motor Şekil 5.8 (a) da gösterildiği gibi moment ile doğru orantılı akım çekmektedir. Yükün değişimi ile motorun çektiği akımın değişim grafiği şekil 5.8 (b)'de verilmiştir. Motor akımının harmonik spektrumu şekil 5.8 (c)'de verilmiştir.



Şekil 5. 8 a) Benzetim süresince motor stator üç faz akımları, b) Motor yükünün değiştiği anda motorun stator üç faz akımları, c) Motor akımının harmonik spektrumu

Matris çevirici çıkışına ait fazlar arası gerilim dalga şekli şekil 5.9 (a)'da verilmiştir. Motor çıkış akımı ile matris çevirici fazlar arası geriliminin zamana bağlı olarak değişimini aynı ekseninde göstermek üzere akım genliği 50 kat artırılarak şekil 5.9 (b)'de gerilim akım grafiği ile birlikte gösterilmiştir. Aynı zamanda matris çevirici fazlar arası gerilim değerinin harmonik spektrumu şekil 5.9 (c)'de gösterilmiştir.





(c)

Şekil 5. 9 a) Matris çevirici hat gerilim, b) Matris çevirici hat gerilimi ve motor stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi harmonik spektrumu

Benzetimde, matris çeviriciden beslenen SMSM, ANFIS tabanlı neural fuzzy kontrolör içeren vektör kontrol olarak denetlenmiştir. Klasik denetleyicili sistemlerinde, hız kontrolör ve akım kontrolör olarak PI denetleyiciler kullanılmaktadır. PI denetleyicinin değerleri ya elle girilerek deneme yanılma yöntemi ile sistem için en uygun parametreler seçilmekte ya da parametreler hesaplama yöntemi ile tespit edilerek sistemde denenmektedir. Neural fuzzy denetleyici ile yapılan kontrolde deneme yanılma yöntemine göre daha iyi sonuçlar elde edilebilmektedir. Benzetimde giriş verilerini doğrudan modelden alan ve eğitilerek hata oranını klasik denetleyicilere göre azaltan ANFIS tabanlı neural fuzzy modeli ile çıkış bilgisini yine doğrudan modele uygulamaktadır. Motor nominal yükte ileri geri yönde çalışırken motor yük momenti değiştirilmiştir. Motorun değişken hız ve yük koşullarındaki kararlılığı da gözlemlenmiştir.

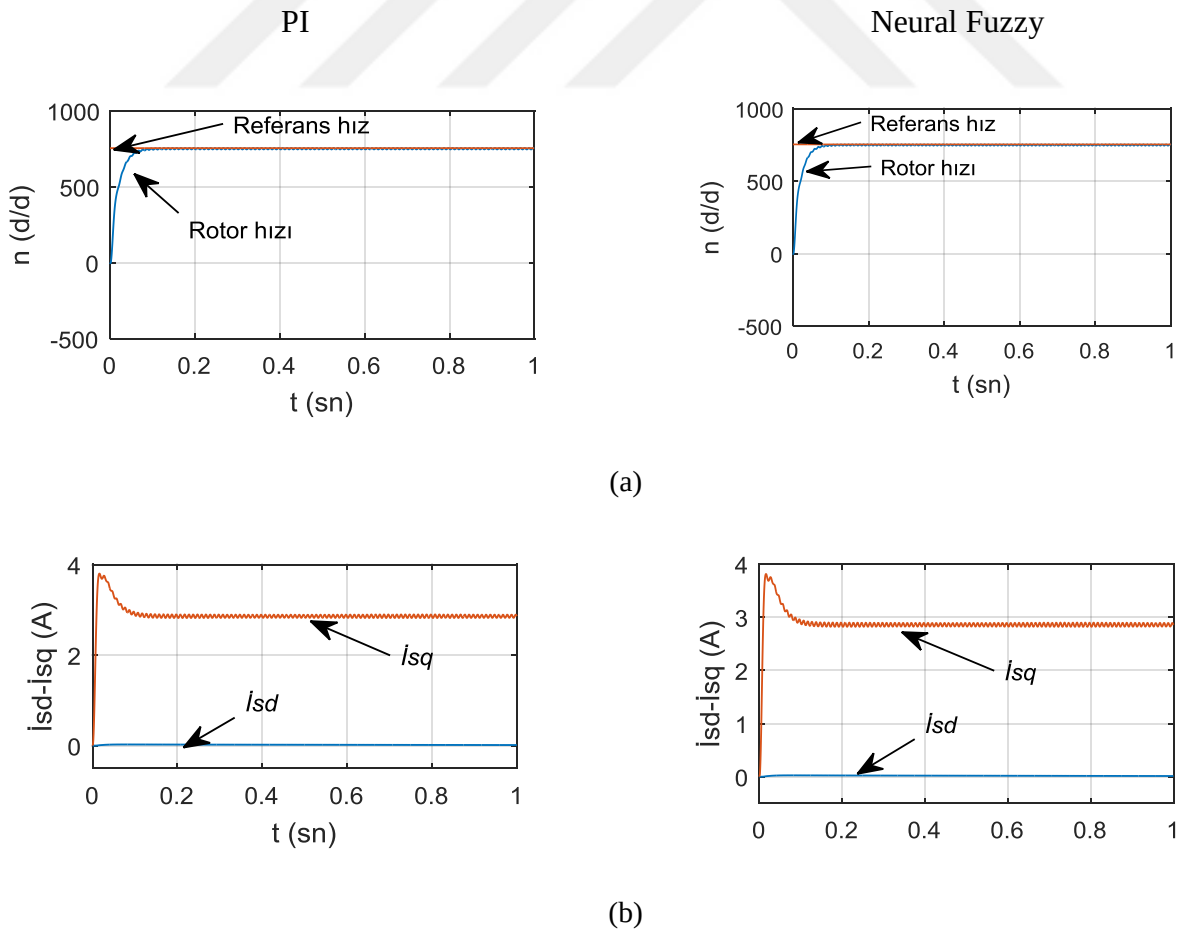
5.4. Matris Çeviriciden Beslenen SMSM'nin PI ve Neural Fuzzy Denetleyicili Hız Kontrolü

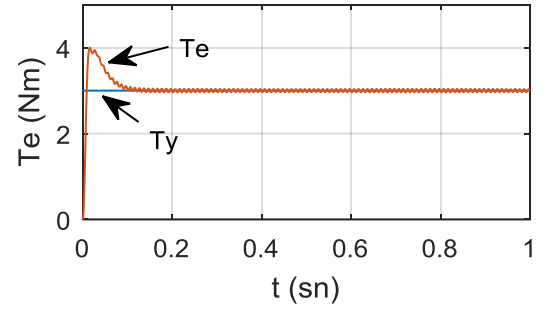
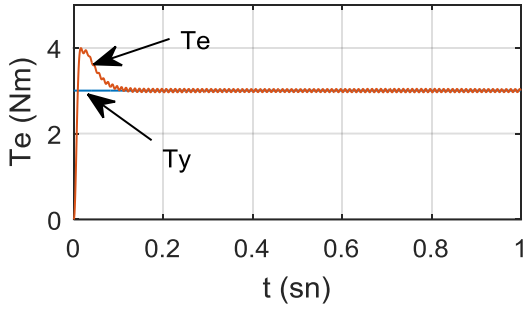
Bu bölümde, klasik denetleyici olan PI kontrol yöntemi (şekil 5.10) ve elektrik makinalarının analizinde kullanılan en yaygın yapay zekâ uygulamaları; Fuzzy Logic, Neural Network ve ikisinin birleşimi olan Neuro-Fuzzy (şekil 5.11), benzetimin kontrolü kullanılmıştır.

5.4.1 Benzetim Sonuçları

Matris Çevirici ile beslenen SMSM'nin Neural Fuzzy ve PI denetleyicilerle benzetimi Matlab/Simulink'te yapılmıştır. Matris Çevirici, $n=750$ d/d'lık sabit hız ve $f_s=5$ kHz anahtarlama frekans ile çalıştırılmıştır. PI ile olan benzetimde, $n=750$ d/d 'lık referans hız ile SMSM hızı PI ile denetlenerek referans I_{sq} elde edilmiştir. Bu akım ve SMSM'nin I_{sq} akımının hatası PI denetleyici ile denetlenmiş ve vektör kontrolü yapıp V_{sq} gerilimi elde edilmiştir. Benzer şekilde $i_{sd} = 0$ referansı ile SMSM i_{sd} akımı PI denetleyici ile denetlenerek vektör kontrolü yapılarak V_{sd} gerilimi elde edilmiştir. Hedef gerilimler V_{sd}, V_{sq} , dq'dan abc'ye dönüşüm bloğuyla Matris çeviricinin girişine uygulanan 3 faz giriş gerilimini oluşturmaktadır. 5 giriş ve 5 çıkış üyelik fonksiyonu kullanılarak kurallar oluşturulmuş ve V_{sq} gerilimi elde edilmiştir. V_{sd} gerilimi PI denetleyicilerle ve neural fuzzy ile oluşturulan benzetimdeki gibi vektör kontrol yapılarak elde edilmiştir.

Benzetimler 1 sn süresince çalıştırılmıştır. Benzetime ait çıktılar şekil 5.13 ve şekil 5.14'de karşılaştırmalı olarak gösterilmektedir.





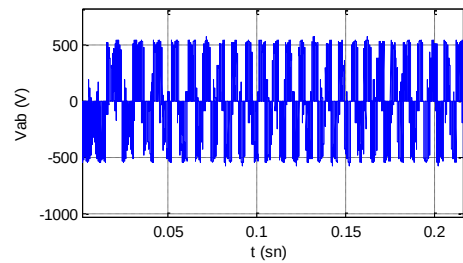
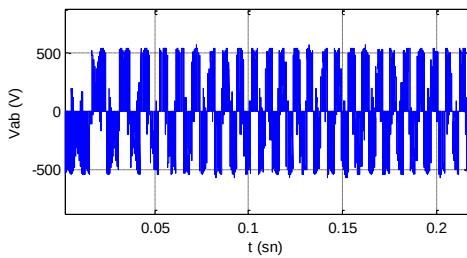
(c)

Şekil 5. 13 Sol Sütun PI denetleyicili, Sağ Sütun Neural Fuzzy denetleyicili, $n=750$ d/d sabit hız için a) Motor hızı; b) i_{sd} ve i_{sq} akımları; c) 3Nm sabit yük için elektromanyetik moment

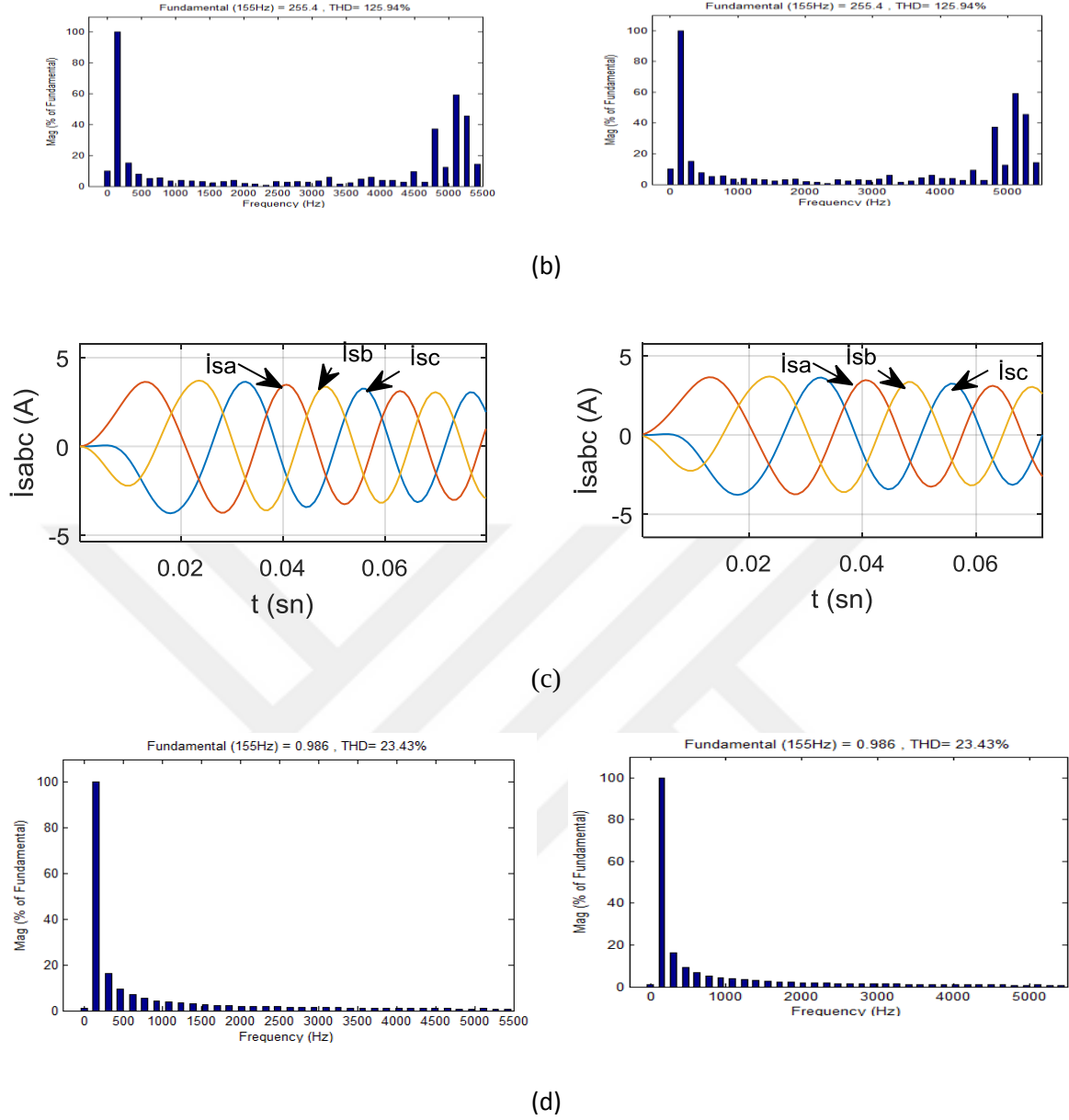
Şekil 5.13’de SMSM’nin vektör kontrolünde PI denetleyiciler ve neural fuzzy kullanılarak hız kontrolü yapılmış motorun hızı, i_{sd} ve i_{sq} akımları ve moment grafiği verilmiştir. SMSM hızı 0.1 sn içinde referans hıza ulaşmakta, 0,1 sn ile 0.2 sn arasında referans hızı aşmakta olduğu ve 0.1 sn’den sonra sürekli duruma geçip 750 d/d döndüğü şekil 5.13 a)’da gösterilmektedir. Makinanın i_{sd} akımı, geçici rejimde 2.1 A değerine kadar yükselirken 0.1 sn de sürekli rejime ulaştıktan sonra i_{sd} akımı, $I_{dref}=0$ olduğundan sıfır değerinde tutulmaktadır. SMSM i_{sq} akımı, i_{sd} akımı ile aynı davranışı gösterip geçici rejimdeyken 2.1 A değerine ulaşmakta sürekli rejime geçtikten sonra SMSM faz akımına eşitlenerek sabit 1 A değerine düşmektedir. i_{sd} ve i_{sq} akımlarının 1sn süre boyunca davranışları Şekil 5.13 b)’de gösterilmiştir. Şekil 5.13 c)’de SMSM’nin 1 Nm’lik sabit yük altındaki davranışı görülmektedir.

PI

Neural Fuzzy



(a)



Şekil 5. 14 Sol Sütun PI denetleyicili, Sağ Sütun Neural Fuzzy denetleyicili a) Matris çevirici hat gerilimi; b) Matris çevirici hat geriliminin FFT spektrumu; c) SMSM stator 3 faz akımları; d) SMSM stator 3 faz akımları FFT spektrumu

Şekil 5.14’de matris çeviricinin çıkış gerilimi ve bu gerilimin harmonik spektrumu SMSM’nin faz akımları ve bu akımların harmonik spektrumu görülmektedir. Şekil 5.14 a) matris çevirici çıkış fazlar arası gerilimi göstermektedir. Gerilim zaman grafikleri incelendiğinde 750 d/d’lık hızın 0’dan referans hız değerine ulaştığı 0.1 sn’ye kadar matris çevirici gerilim zaman grafiğinin frekansının farklı olduğu sürekli rejime geçtikten sonra matris çeviricinin fazlar arası geriliminin sabit bir frekansa sahip olduğu görülmektedir. Şekil 5.14 b)’de bu gerilimlerin harmonik spektrumu görülmektedir. Şekil 5.14 c)’de

SMSM stator faz akımları görülmektedir. Sürekli rejime geçinceye kadar faz akımları 2.1 A'lık başlangıç değerinden sonra 1A değerine düşmekte ve sinus formuna sahiptir. Şekil 5.14 d)'de bu akımların harmonik spektrumları görülmektedir.

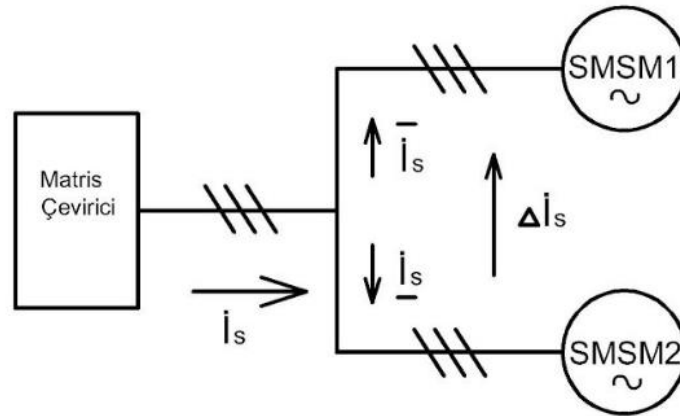
5.5 Sonuç

Bu bölümde, matris çeviriciden beslenen SMSM'nin vektör kontrolünde PI ve Neural Fuzzy denetleyiciler kullanılmış ve MATLAB ortamında benzetimi yapılmıştır. Benzetimler farklı çalışma koşullarında yapılmıştır. Matris çeviriciden elde edilen gerilimler ve bu gerilimlerin harmonik analizleri, SMSM'nin faz akımları ve harmonik analizleri, yine SMSM'nin i_{sd} ve i_{sq} akımları, ve motor momentinin zamana bağlı değişimi incelenmiştir. PI denetleyici ve neural fuzzy denetleyici ile birbirine çok yakın sonuçlar elde edilmiştir. Sabit ve değişen referans hızlarda benzetimler nominal yüklerde ve değişen yüklerde gerçekleştirilmiştir. PI denetleyicilerle yapılan benzetimde referans hızı motorun yakalaması için PI parametrelerinin ayarlaması gerektiği, neural fuzzy bloğunun ise değişen koşullara daha kolay adapte olduğu izlenmektedir. Neural fuzzy denetleyicilerin yapısının basit bir tasarıma sahip olduğu söylenebilir. Benzetim şartları değişim gösterdiğinde Neural fuzzy denetleyici, PI denetleyiciye göre daha uzun sürede sürekli rejime geçmekte olduğu fakat çalışma şartlarının değişiminde daha kararlı bir yapıya sahip olduğu görülmektedir.

6. MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN VEKTÖR KONTROLLÜ PARALEL BAĞLI SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODELLENMESİ VE BENZETİMİ

6.1 Giriş

Çoklu motor sistemlerine gereksinim duyan elektrikli demiryolu sistemleri, uçak kanat motorları gibi yüksek çekiş gücüne ihtiyaç duyulan birçok endüstriyel uygulamada, farklı hız, yük ve yön koşullarında sürücü sisteminin talepleri karşılaması istenmektedir. Matris çevirici ile SMSM'nin sürülmesinde, performansı yüksek bir sürücü elde edildiği bölüm 5'te anlatılmıştır. Literatürde paralel bağlı motor sürücülerinin kontrolü için birçok metod uygulanmıştır. Optimum moment/akım kontrolü [37], tahmini moment kontrolü [38], master-slave metodu ile motor kontrolü [39], [40], ortalama hız ve akım metodu [41][42] ile motorların kontrolü yapılmıştır. Bu bölümde, matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'nin vektör kontrolü ortalama hız ve ortalama akım metodu ile gerçekleştirilmiştir. Sistemin Matlab/Simulinkte benzetimi yapılmıştır [86]. Yapılan benzetimin denetimi bir önceki bölüm gibi hem klasik hem de akıllı denetim yöntemleri ile gerçekleştirilmiştir. Parametreleri aynı olan eş motorlar kullanılmış, eş yüklerde ve farklı yüklerde motorlar çalıştırılmıştır. Tek bir çeviriciden beslenen paralel bağlı motorların davranışları gözlemlenmiştir.



Şekil 6. 1 Matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'un blok şeması

MATLAB simulinkte yapılan benzetimde kullanılan SMSM matematiksel modeli dönen referans çatıda $d-q$ modeline dayanmaktadır. Şekil 6.1’de matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM’nin blok şeması görülmektedir.

Yapılan benzetimde, alan yönlendirmeli kontrol kullanılmıştır. Paralel bağlı iki SMSM’nin hız ve akımlarının ortalaması alınarak model oluşturulmuştur. Dengesiz yük koşulları oluştuğunda, her iki makine akım ve hızları arasında uyumsuzluğu önlemek için makine akım ve hızlarının ortalaması alınarak sistemin vektör kontrolü gerçekleştirilmiştir [41]. Akım ve hızın ortalama hesabı denklem 6.1 ve 6.2 ’de verilmiştir.

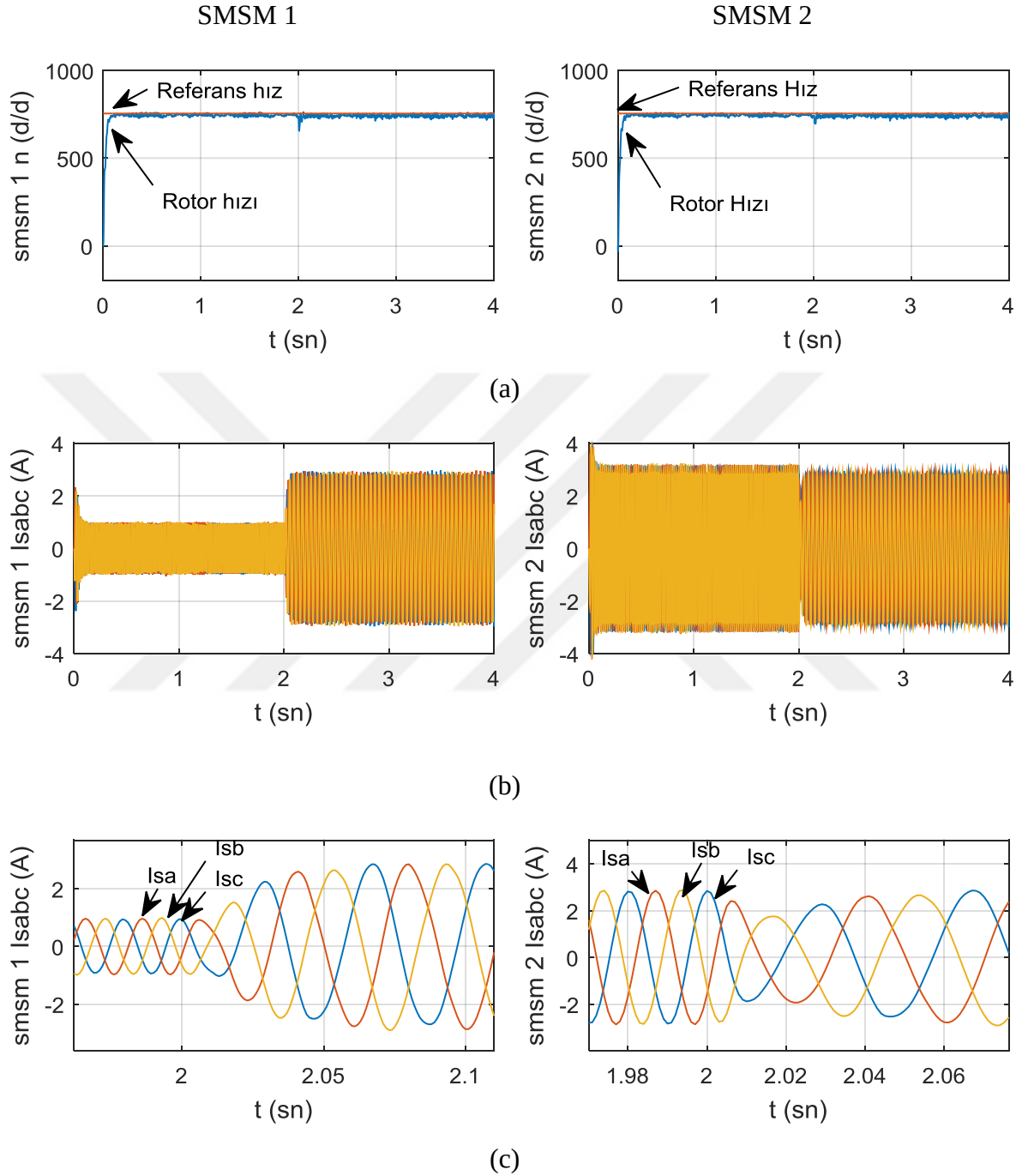
$$i = \frac{i_1 + i_2}{2} \quad (6.1)$$

$$\omega = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (6.2)$$

SMSM’nin moment kontrolü için, makinanın i_{sq} akım bilgisinden faydalanılacaktır. Rotor akısı ve stator akımı arasındaki etkileşim, elektromanyetik momentü üretir. Bu etkileşim, kompleks bir akı ve akım fazörü olarak ifade edilebilir. Park dönüşümü ile i_{sd} ve i_{sq} fazörlerini kullanarak benzetimdeki moment ve akı bilgileri elde edilir. q eksen referans akımını üretmek için denetleyiciler kullanılır. Yapılan kontrolde gerçek hız ve referans hız karşılaştırılır. Elde edilen hız hata bilgisi, moment referans bilgisini oluşturmak için hız kontrolörü tarafından kontrol edilir. q eksen referans akımının üretilmesi moment akımının hesabı ile yapılır (Kontrolör, i_q^*).

Paralel bağlı motorların her birinin yük momentü eşit ise, her motor aynı çalışma davranışını göstereceğinden motor hızlarında aynı davranışı gösterecektir. Bu sistemlerde, yük değişiminin motorları ayrı ayrı etkilemesi ile motorların hızları değişebilmektedir. Ortalama hız metodu ile motorların hızları bu değişimden etkilenmemekte ve farklı yük koşullarında çalıştırıldıkları halde referans hızı yakalayabilmektedir. Diğer taraftan, motorlardan herhangi birinin elektriksel yada mekanik kısmında bir arıza meydana geldiğinde paralel bağlı sistemin tümünün arızalı olma ihtimali söz konusu olmamaktadır. Yapılan literatür araştırmalarından sonra, ortalama faz akımları metoduyla matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM’nin vektör kontrolü MATLAB simulinkte yapılmıştır. Sistem temel olarak, kontrolör, çevirici ve motor olarak üç ana bölümden oluşmaktadır.

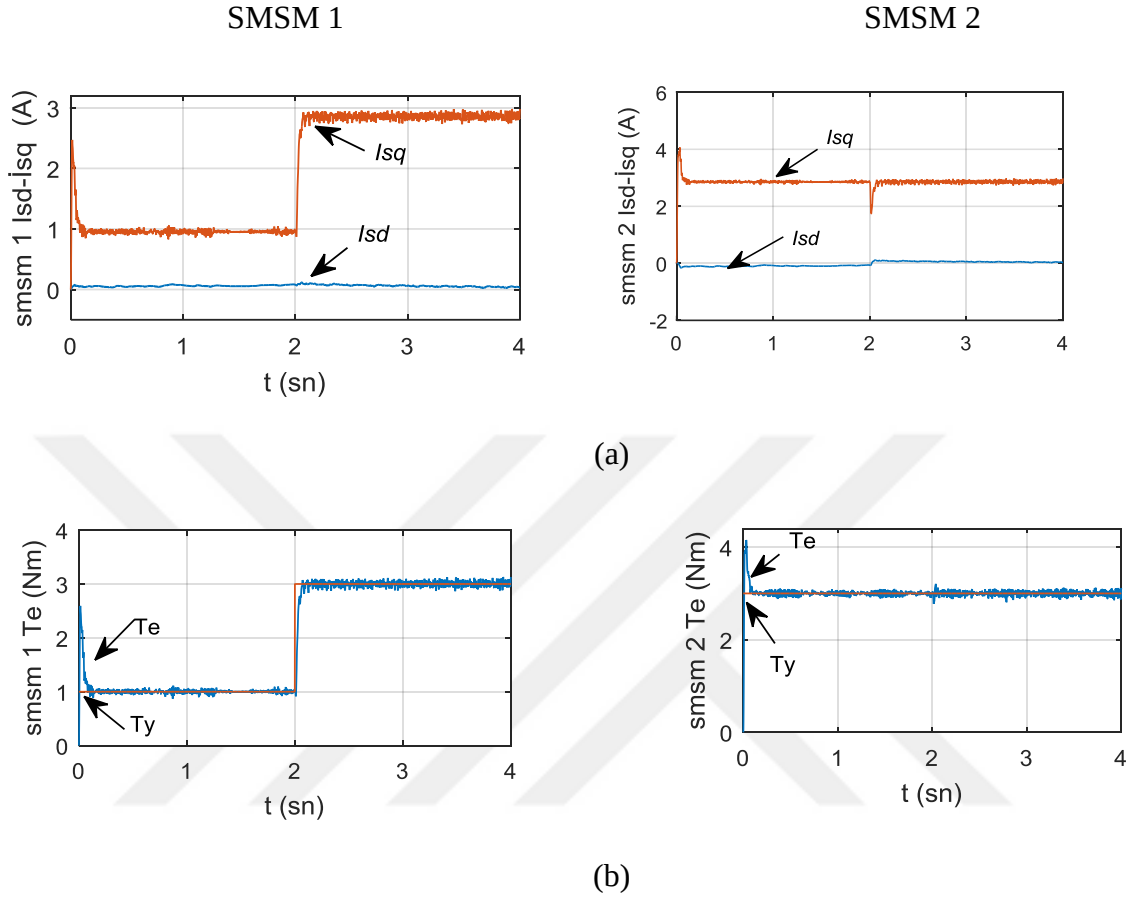
değişmektedir. Bu değişimin olduğu aralık detaylı bir şekilde şekil 6.3 (c)'de gösterilmektedir.



Şekil 6. 3 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2 a) Hız-zaman, b) Motor stator üç faz akımı, c)Yük değişim zamanının akım değişim grafikleri

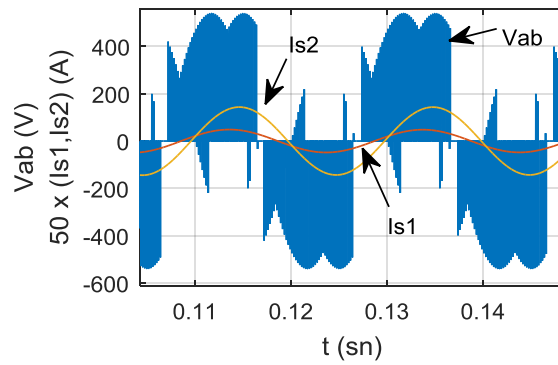
Şekil 6.4 (a)'da parallel bağlı motorların d, q akım bileşenlerini göstermektedir. Bu değişimlerde alan yönlendirmeli kontrol yapıldığı için i_{sd} akım bileşeni sıfır değerini almakta, i_{sq} akım bileşeni ise motor momentini ile doğru orantılı olarak değişim

göstermektedir. Bununla birlikte, motorların moment değeri de şekil 6.4 (b)'de gösterildiği gibi yüklenme oranına bağlı olarak değişim göstermektedir.

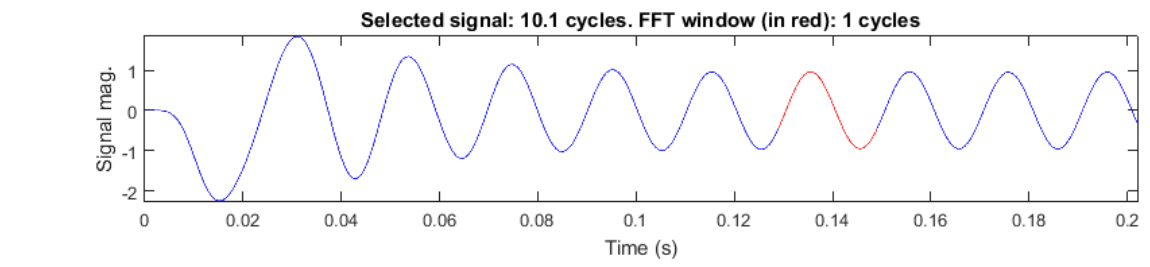


Şekil 6. 4 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2 a) i_{sd} ve i_{sq} akımları, b) Moment değişimi

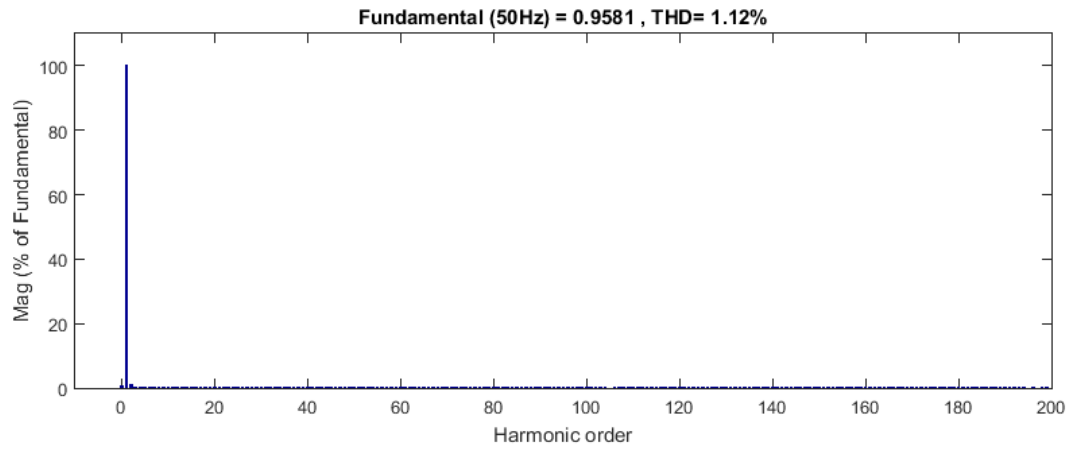
Şekil 6.5’de paralel bağlı motorların faz akımları ve matris çeviricinin çıkışındaki fazlar arası gerilim grafiği gösterilmiştir.



Şekil 6. 5 Matris çevirici hat çıkış gerilimi ve paralel bağlı motorların stator üç faz akım dalga şekilleri

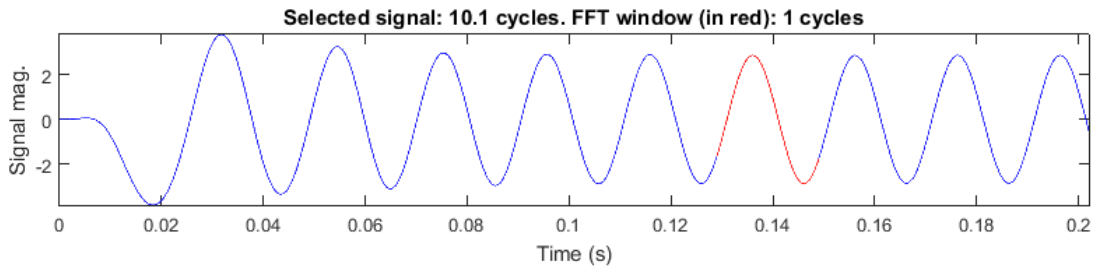


FFT analysis

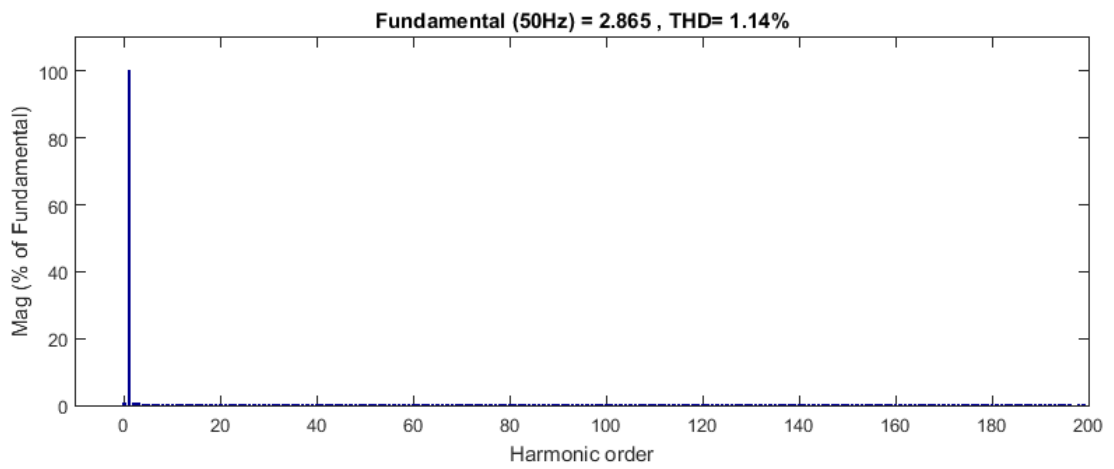


(a)

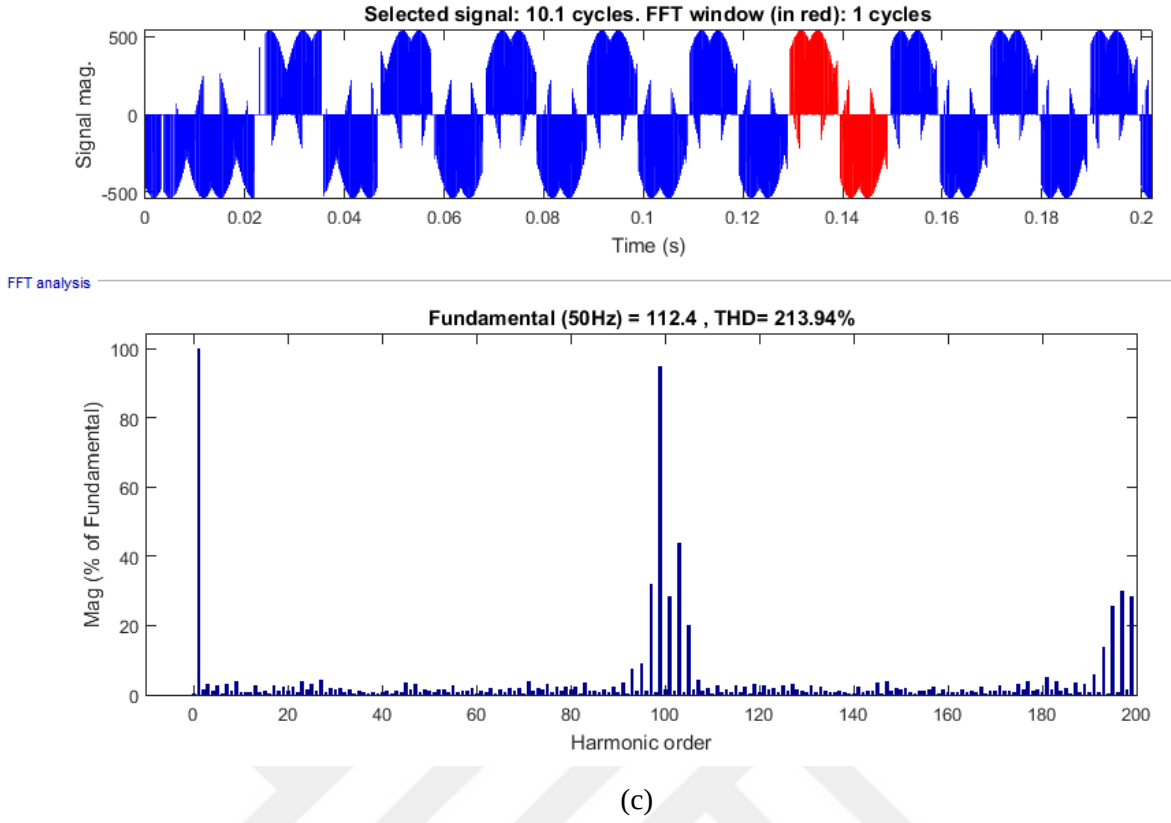
Original



FFT analysis



(b)



Şekil 6. 6 Ortalama hız metoduna Göre; a) $\hat{I}_{sabc1}$, b) $\hat{I}_{sabc2}$, c) V_{ab} Fft spektrumları

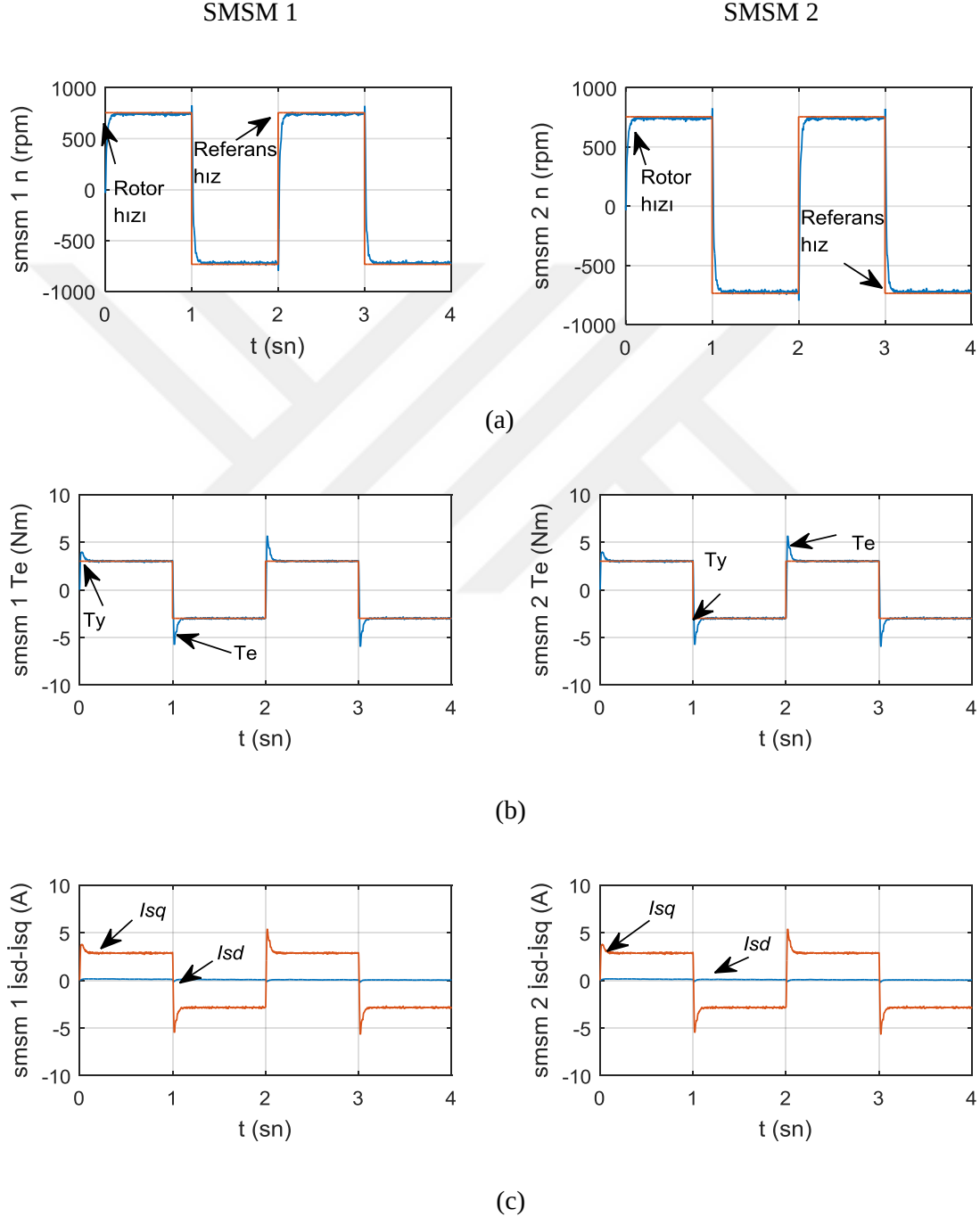
Şekil 6.6 a),b),c)'de sırasıyla motor akımları ve matris çevirici çıkış hat gerilimi harmonik spektrumları gösterilmektedir. Bu çalışmada, hız PI kontrolör ile denetlenmiştir. Matris çeviriciden beslenen SMSM ortalama stator faz akımları, referans faz akımlarıyla karşılaştırılmıştır. Paralel bağlı SMSM'nin ortalama hızından faydalanılarak ortak açısal pozisyon elde edilmiştir. Motor 1 ve motor 2'nin tüm parametreleri eşittir. Motorlardan birincisi farklı yük koşullarında çalışırken ikinci motor nominal yükünde çalıştırılarak sonuçlar elde edilmiştir. Makine hızları, moment değişimi, akım değişimleri farklı yük değişimleri için gözlemlenmiştir.

6.2.2 Değişken Hız ve Yük Koşullarında Çalışma

Matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'nin blok diyagramı şekil 6.1'de gösterilmiştir. Paralel bağlı motorlar değişken referans hızlar için eş ve farklı yüklerde yüklenmişlerdir.

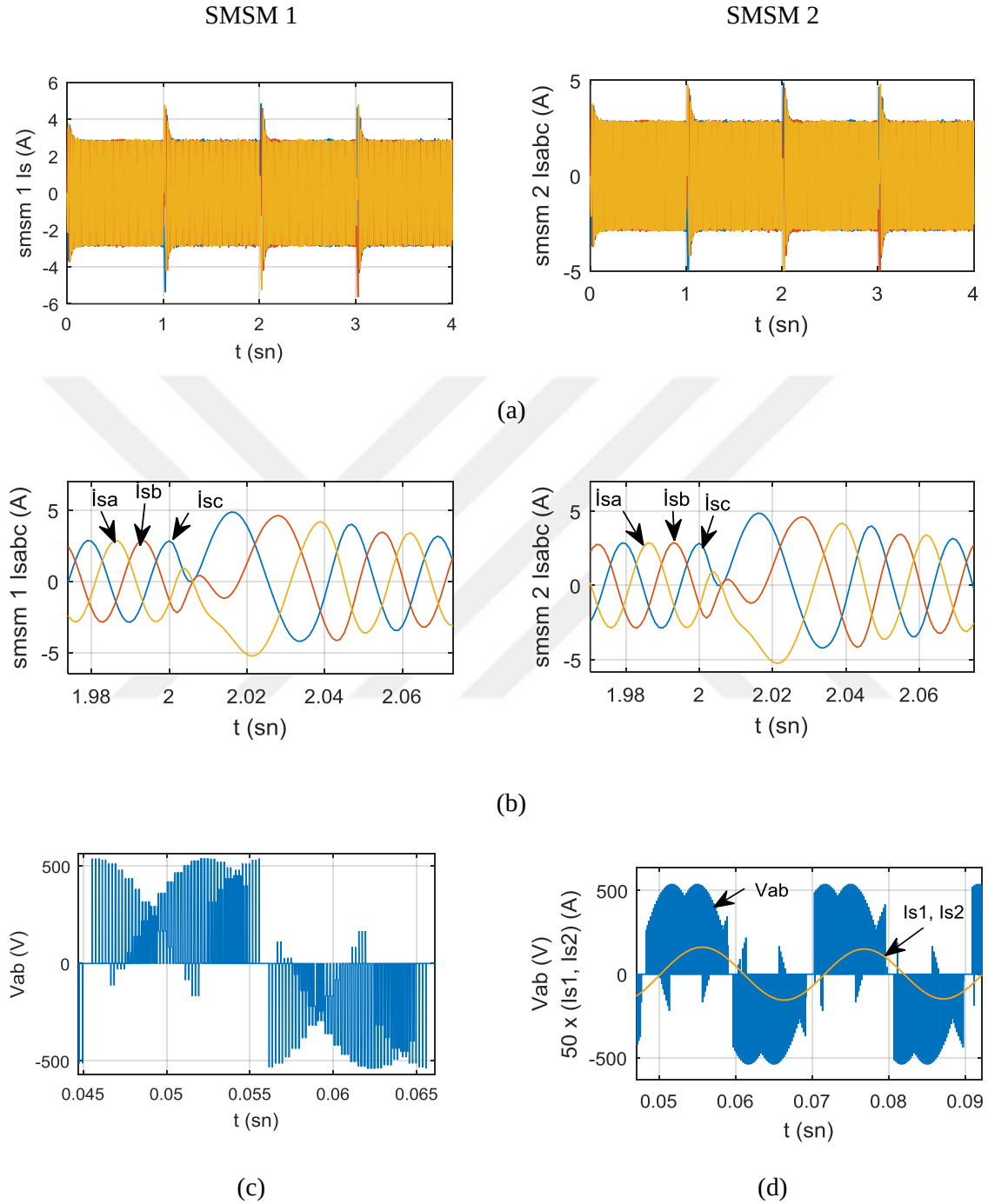
Eş yük koşullarında; $T_1=T_2= 3 \text{ Nm}$

Paralel bağlı SMSM'ler nominal momenti olan 3 Nm'lik yükte 4 sn süre boyunca çalıştırılmış, 1 sn'lik periyodlar halinde hız referansı değiştirilmiştir. Her bir motor için benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak şekil 6.7 ve 6.8'de yer almaktadır.



Şekil 6. 7 Nominal Yükte Paralel Bağlı Motorlara ait Simulasyon Sonuçları Sol Sütun SMSM1, Sağ Sütun SMSM 2 a) Hız, b) Moment, c) I_{sd} ve I_{sq} Akımları

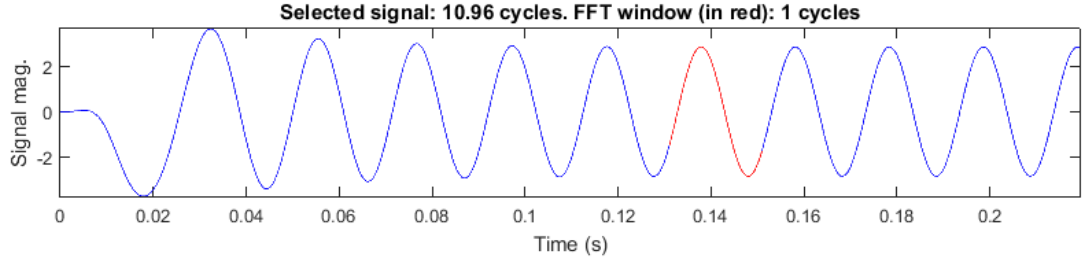
Eş yük ile yüklenen motorlar, dört bölgede çalışmaktadır. Şekil 6.7 a), b), c)'de motorlara ait hız, moment ve i_{sd} ve i_{sq} akımları görülmektedir.



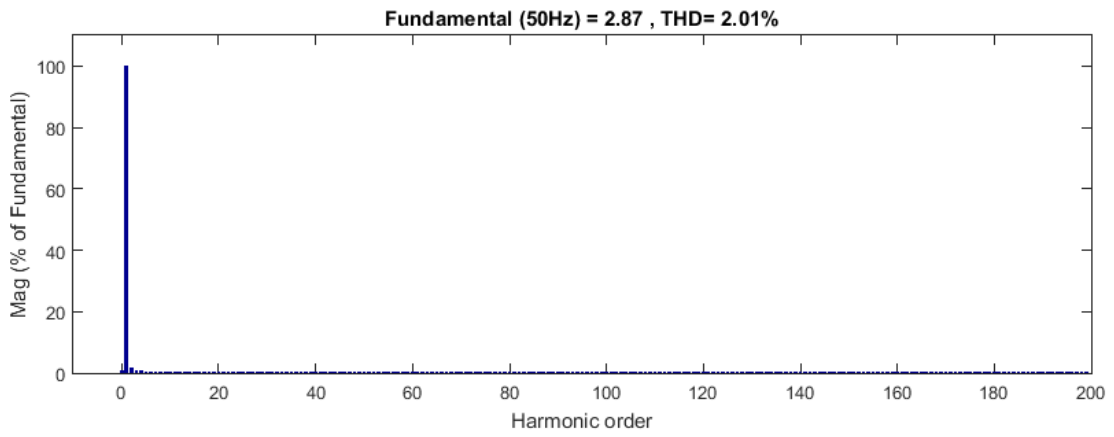
Şekil 6. 8 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2;Nominal yükünde paralel bağlı motorların, a) Çalışma süresince motorların stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM 1, SMSM 2 stator üç faz akımları ile birlikte matris çevirici hat gerilimi

Paralel bağlı nominal yükte çalıştırılan eş motorların değişken hız referansları için akım dalga şekilleri şekil 6.8'de gösterilmiştir. Şekil 6.8 (a)'da akımların 4 sn süresince

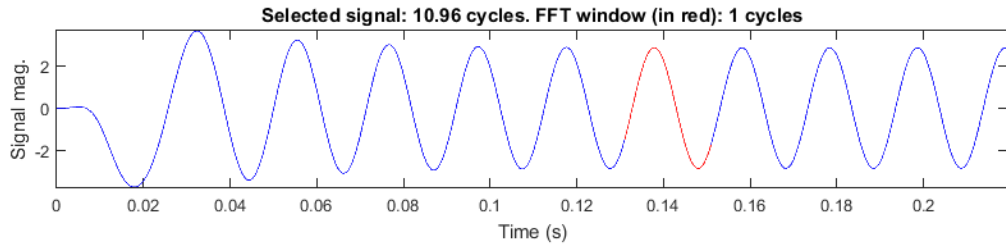
genel görünümü, (b)' de ise belirli zaman aralığındaki hali gösterilmiştir. Matris çeviricinin çıkış hat gerilimi şekil 6.8 (c) gösterilmekte bununla birlikte şekil 6.8 (d)'de her iki makinanın çektiği akım ile birlikte hat gerilim aynı grafik üzerinde görülmektedir.



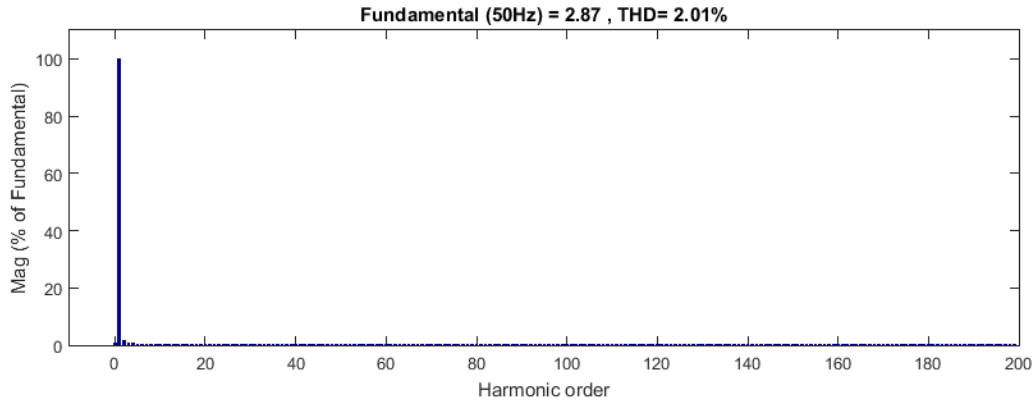
FFT analysis



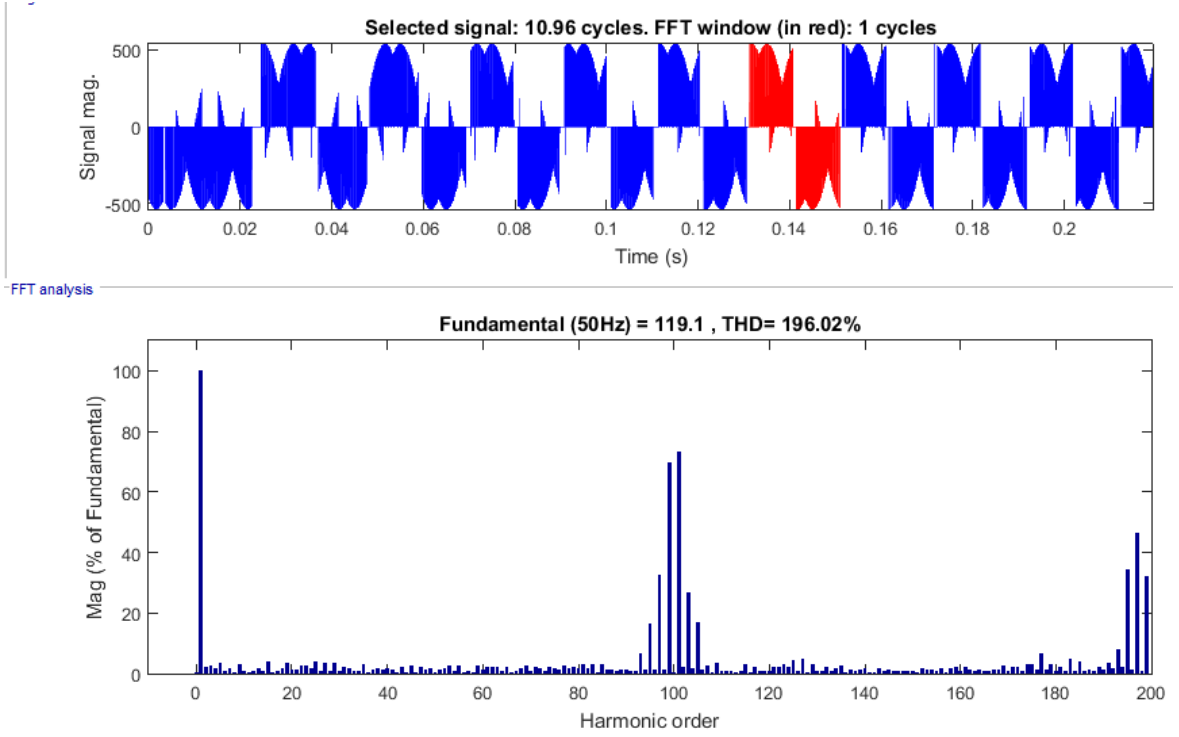
a) Ortalama hız eşyük SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$ FFt



FFT analysis



b) Ortalama hız eşyük SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$ FFt



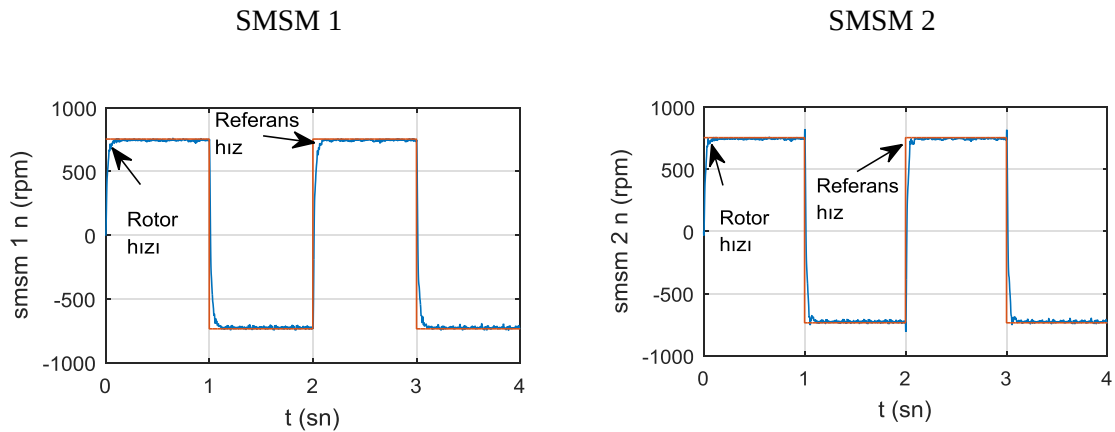
c) Ortalama hız eşyük Vab FFt

Şekil 6. 9 Ortalama hız metodu ile eş yüklerde, a) SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$, b) SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$, c) Vab değerlerinin FFT Analizi

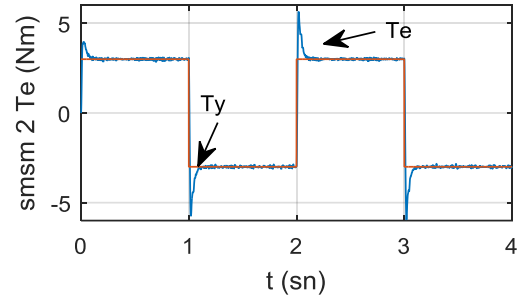
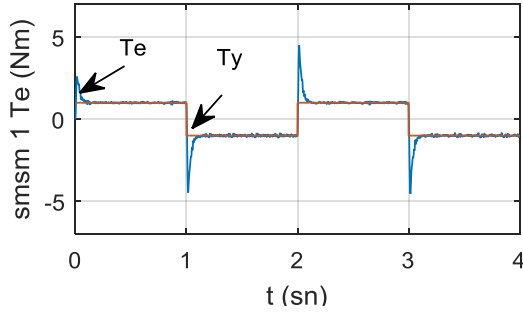
Paralel bağlı SMSM akımlarının harmonik analizi şekil 6.9 (a) ve (b)'de verilmiştir. Nominal yükte çalışan motorların harmonik analiz grafiklerinin aynı olduğu görülmektedir. Şekil 6.9 (c)'de gerilimin harmonik spektrumu görülmektedir.

Farklı yük koşullarında; $T_1=1\text{ Nm}$, $T_2=3\text{ Nm}$

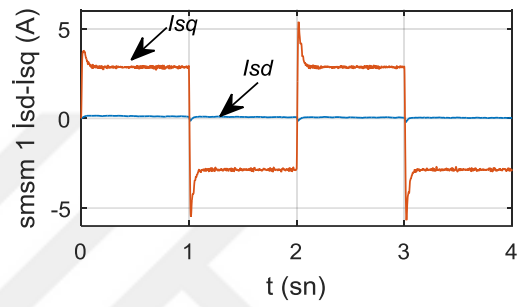
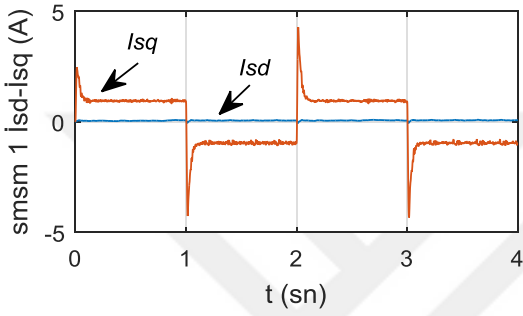
Sistemin farklı yük koşullarındaki davranışını görmek için motorlar $T_1=1\text{ Nm}$, $T_2=3\text{ Nm}$ yük ile yüklenmişlerdir. Benzetime ait sonuçlar şekil 6.10'da gösterilmektedir.



(a)



(b)



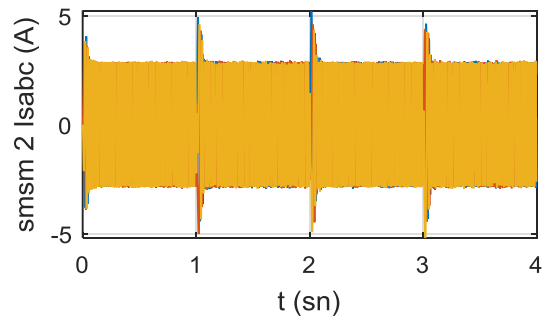
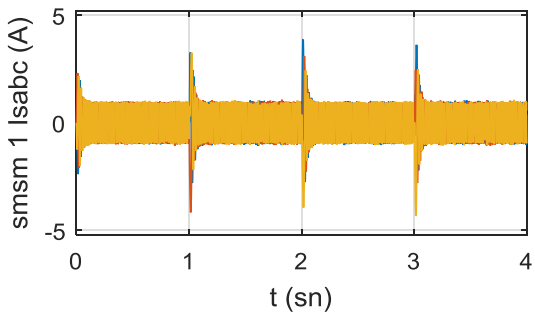
(c)

Şekil 6. 10 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2; Farklı yük koşullarında simülasyon sonuçları; a) Hız, b) Moment, c) i_{sd} ve i_{sq} Akımları

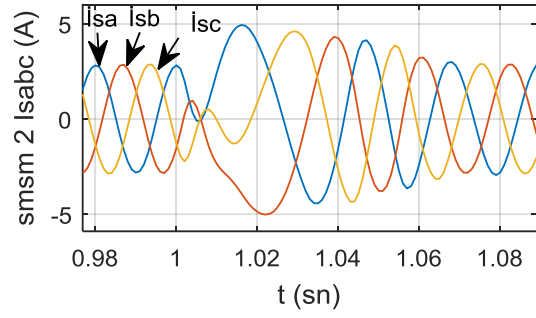
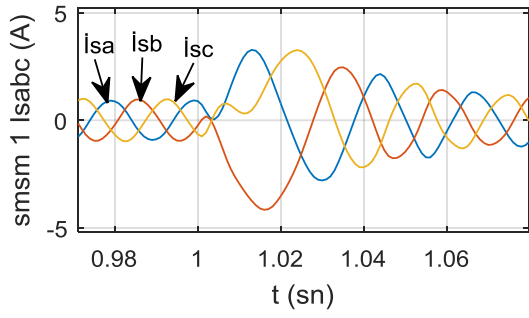
Farklı yük koşullarında çalıştırılan sistemin Şekil 6.10 a), b), c)'de motor 1'e ve motor 2'ye ait hız, moment ve i_{sd} ve i_{sq} akımları görülmektedir. Farklı yüklerde çalışan paralel bağlı motorların referans hızı takip ettiği aynı zamanda her bir motor yüklenme oranına bağlı olarak moment değeri aldığı sonucuna ulaşılmaktadır.

SMSM 1

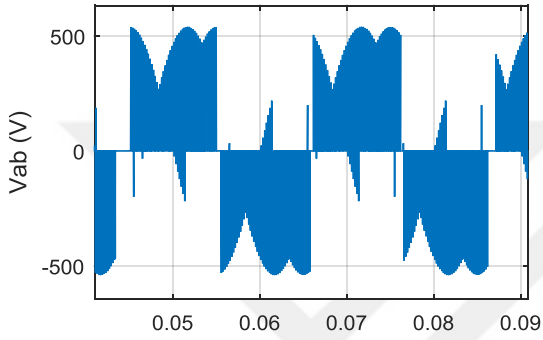
SMSM 2



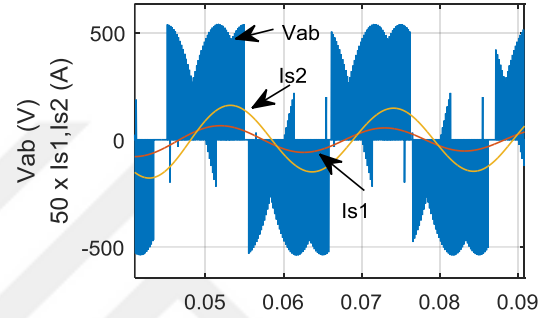
(a)



(b)



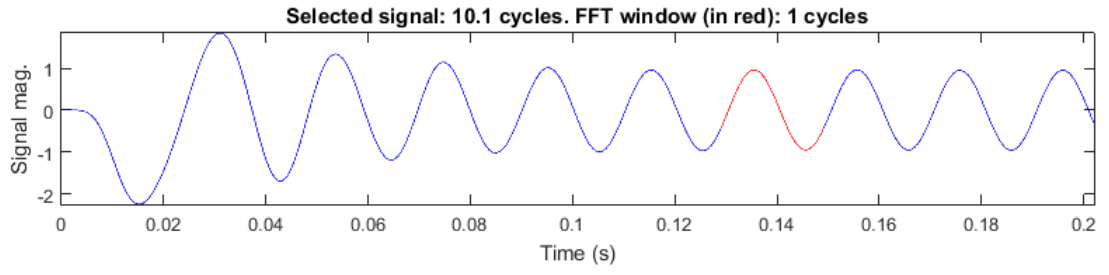
(c)



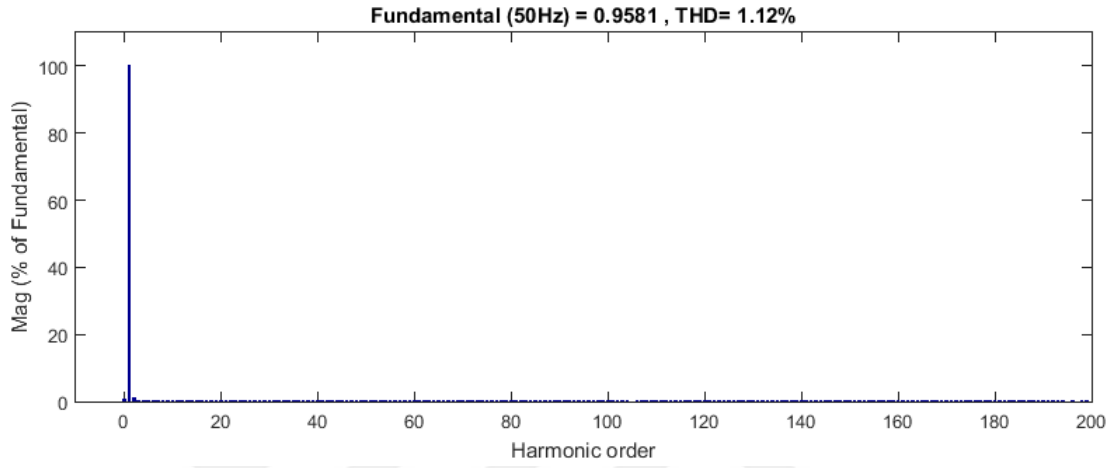
(d)

Şekil 6. 11 Sol sütun SMSM 1; Sağ sütun SMSM 2 a) Tüm çalışma süresince stator üç faz akımları, b) Stator üç faz akımlarına hız değişiminin etkisi, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM 1,SMSM 2 stator üç faz akımları ile birlikte matris çevirici hat gerilimi

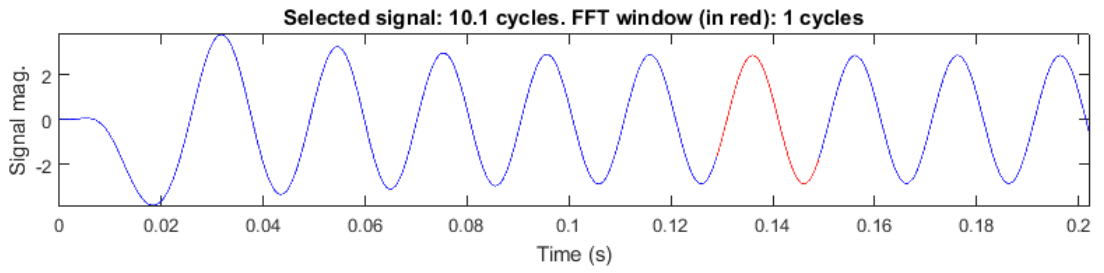
Şekil 6.11 (a), (b)' de her iki makina yüklenme oranına bağlı olarak akım çektiği gözlenirken, matris çevirici hat gerilimi ve her bir motorun çektiği akımlar şekil 6.11 (c) ve (d)'de gösterilmektedir.



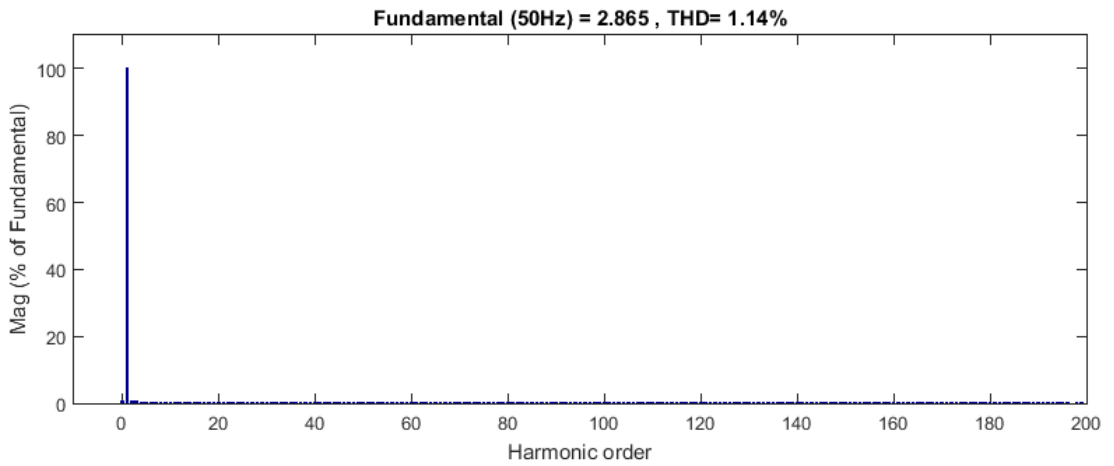
FFT analysis



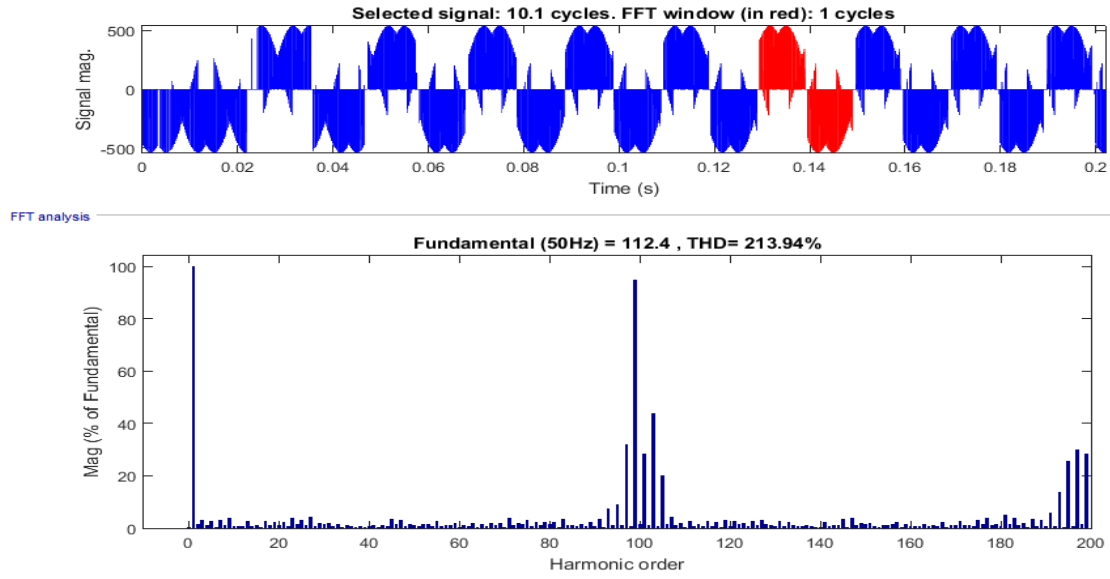
(a) Ortalama hız $T_1=1, T_2=3$ Nm I_{sabc} FFt



FFT analysis



(b) Ortalama hız $T_1=1, T_2=3$ Nm I_{sabc} FFt

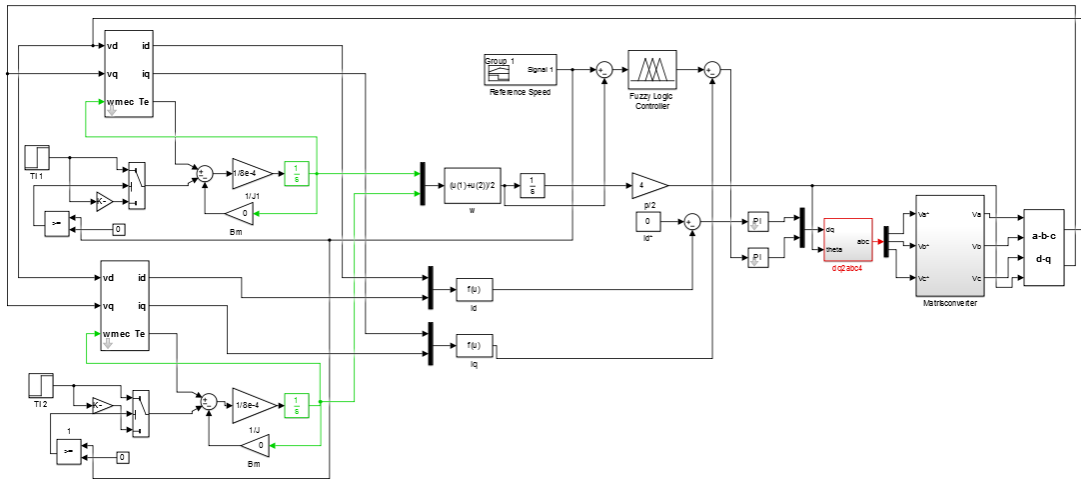


(c) Ortalama hız $T_1=1, T_2=3$ Nm Vab FFT

Şekil 6. 12 Ortalama hız metodu ile eş yüklerde, a)SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$, b) SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$, c) Vab değerlerinin FFT spektrumu

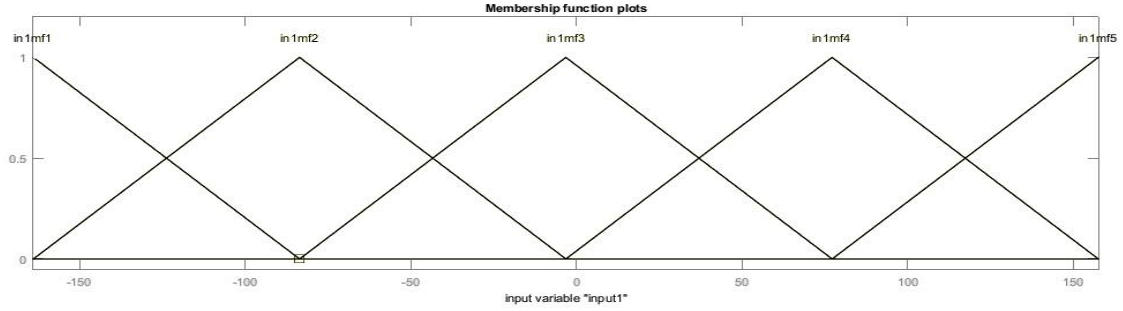
Şekil 6.12 a) ve b)'de motorların yüklenme oranları ile birlikte FFT analizlerinde küçük değişimlerin olduğu görülmektedir. Her bir motorun farklı yüklerde çalışmasından dolayı şekil 6.12 c)'de matris çevirici hat geriliminin FFT spektrumunun motor akımlarında olduğu gibi arttığı görülmektedir.

6.3 Neural Fuzzy Denetleyicili Paralel Bağlı SMSM Sürücüsünün Ortalama Hız Yöntemi Kullanılarak Modellenmesi



Şekil 6. 13 Neural fuzzy denetimli paralel bağlı SMSM'ların MATLAB Simulinkte modellenmesi

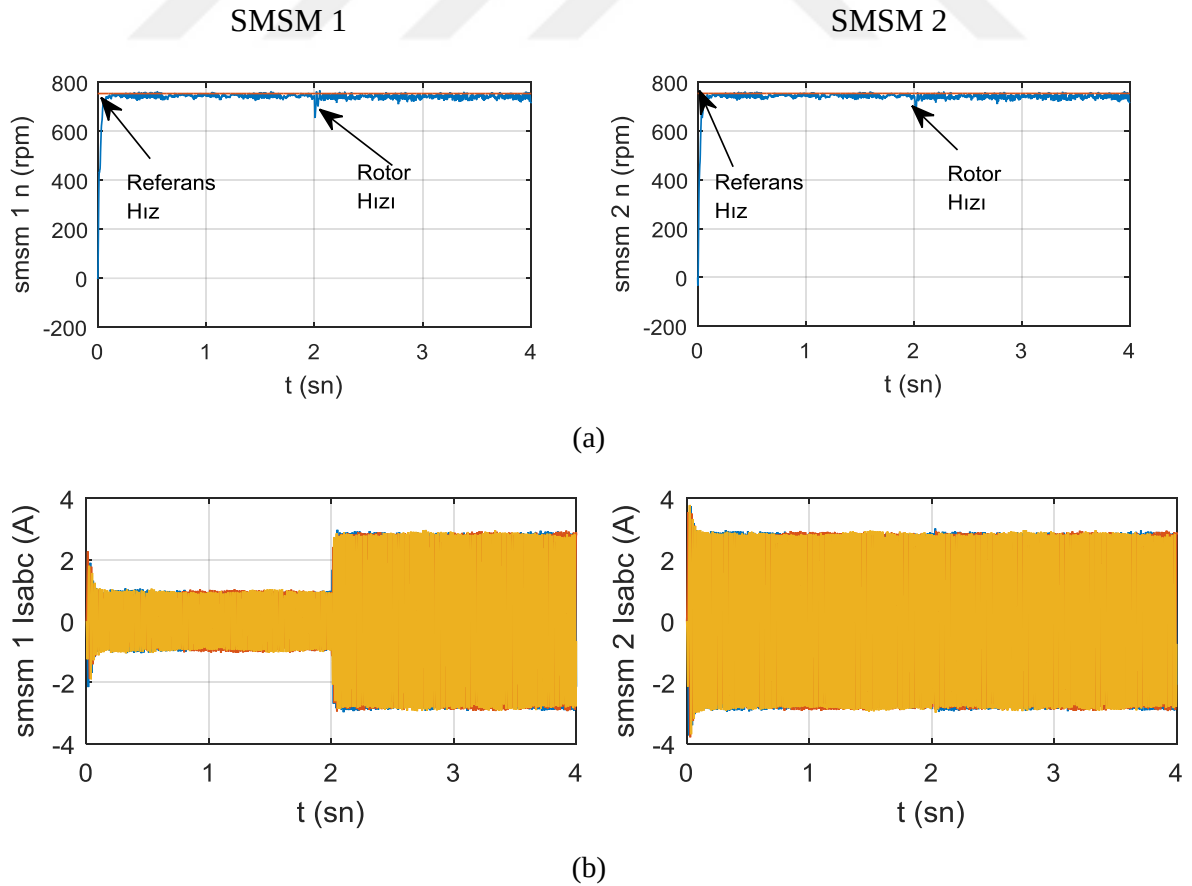
Benzetim çalışma koşulları bölüm 6.2.1 ile aynıdır. Adı geçen bölümde motorlara ait ortalama hız bilgisi için bir tane, d - q akım bilgileri için ise iki tane PI denetleyici kullanılmıştı. Çalışmanın bu kısmında ise ortalama hız bilgisi neural fuzzy denetleyici ile doğrudan modelden alınmaktadır.

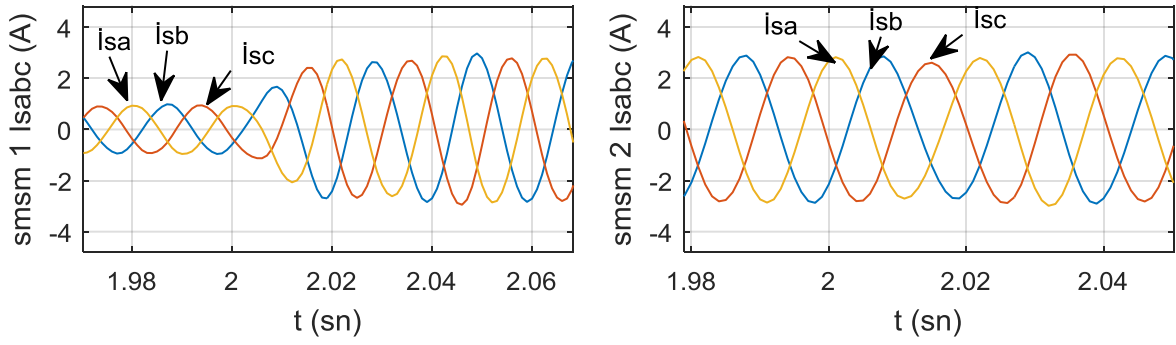


Şekil 6. 14 Giriş üyelik fonksiyonları

ANFİS yapısı çağrılarak Sugeno modeli ile sisteme aktarmak üzere 5 üçgen giriş üyelik fonksiyonu sınırları ile belirlenmiş ve kurallar oluşturulmuştur (şekil 6.14). ANFİS editöründe çıkış verileri neural fuzzy ile eğitilerek elde edilmiştir.

6.3.1 Sabit Hız ve Farklı Yük Koşullarında Çalışma

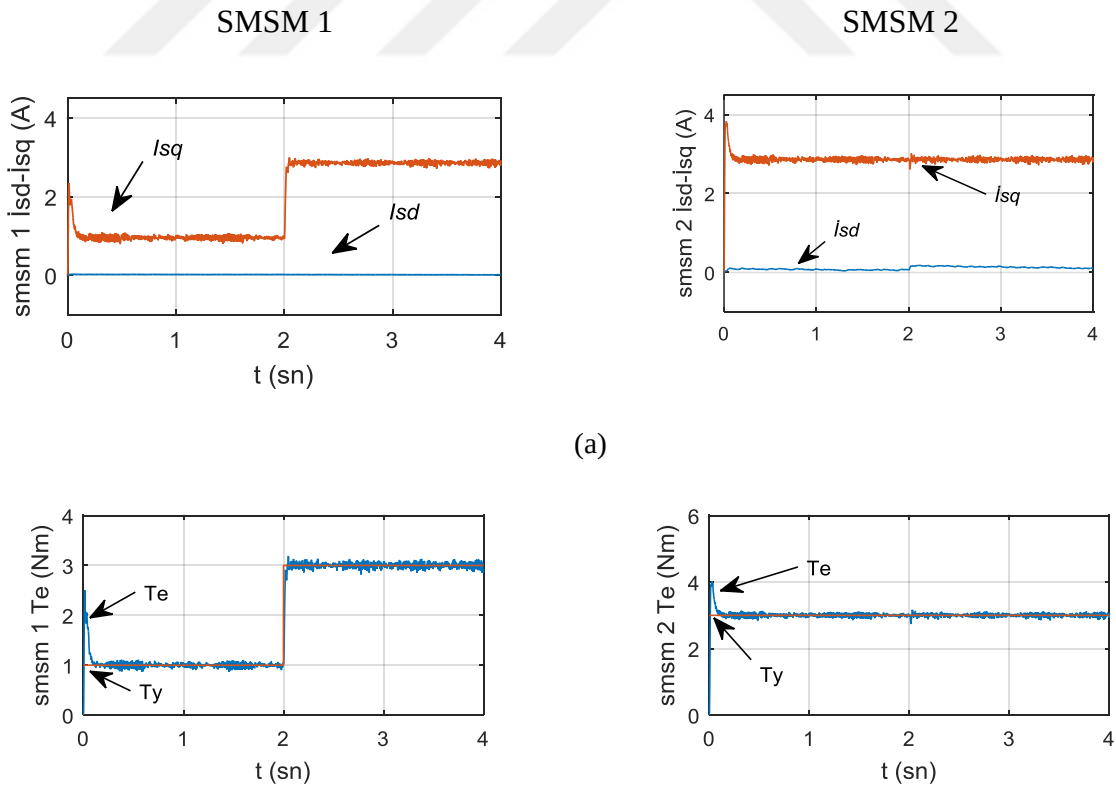




(c)

Şekil 6. 15 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2 a) Hız-Zaman, b) Motorların stator üç faz akımları, c) Stator üç faz akımlarına hız değişiminin etkisi

750 d/d'lık sabit referans hız kontrolöre uygulanmıştır. Birinci motor 1 Nm'lik yük ile yüklenirken ikinci motor nominal yükü olan 3 Nm'lik yük ile çalıştırılmaktadır. Çalışma periyodunun 2. sn'de birinci motor yükü artırılmış ve ikinci makina ile aynı miktarda nominal yük momenti ile yüklenmiştir. Bu duruma ait motor hız ve akım dalga şekilleri Şekil 6.15'te verilmiştir. Şekil 6.15 a), b), c) motor 1'e ve motor 2' ait sonuçları göstermektedir.

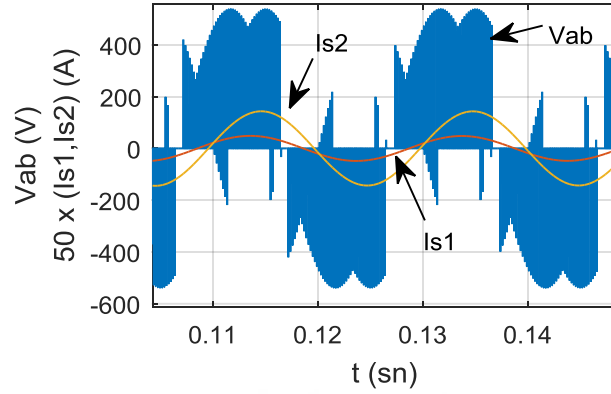


(a)

(b)

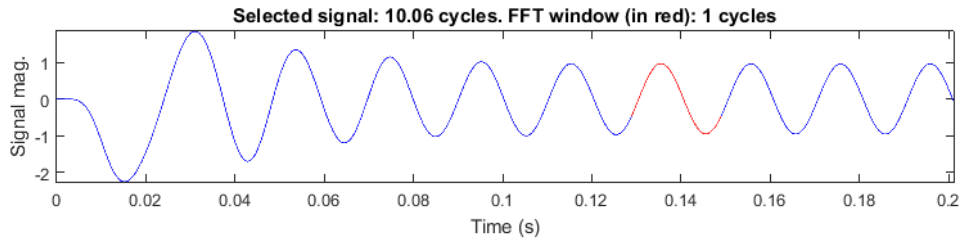
Şekil 6. 16 Sol Sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2; a) i_{sd} ve i_{sq} akımları, b) Moment değişimi

Şekil 6.16 motorların d - q akım grafikleri ile moment grafiklerini göstermektedir. Her bir motor yüklenme oranına bağlı davranışlar göstermektedirler.

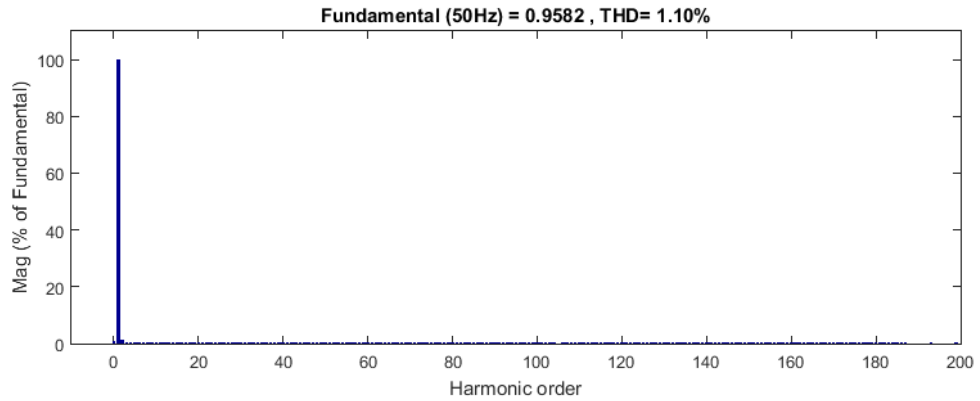


Şekil 6. 17 Matris çevirici hat gerilimi ve paralel bağlı motorların Stator üç faz akım grafiği

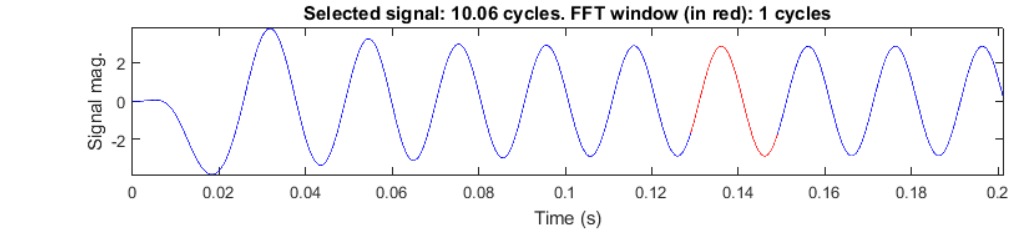
Şekil 6.17 matris çevirici çıkış hat gerilim grafiği ile motorların akım dalga şekillerini göstermektedir.



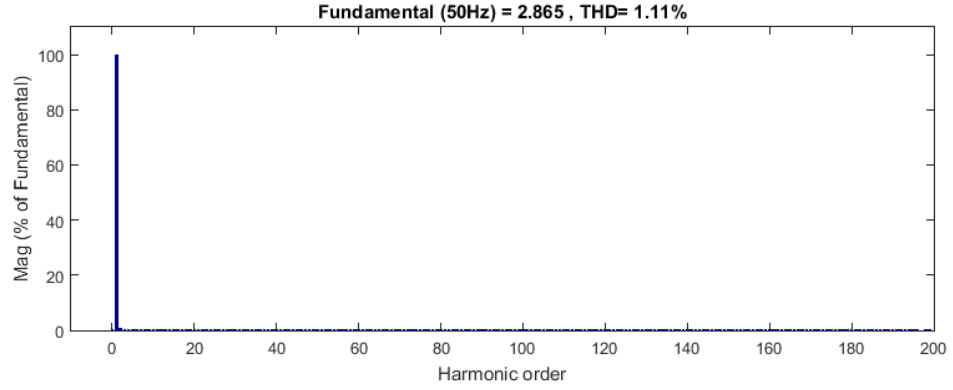
FFT analysis



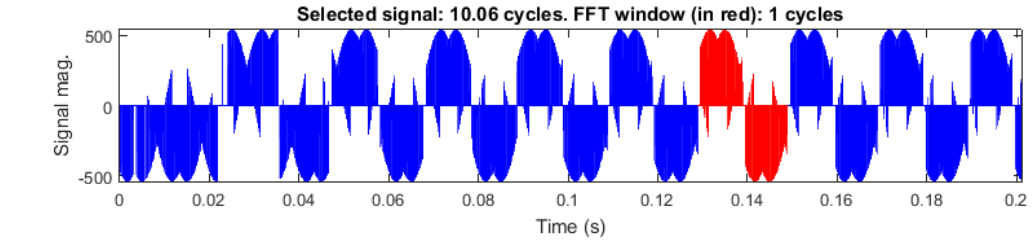
(a)



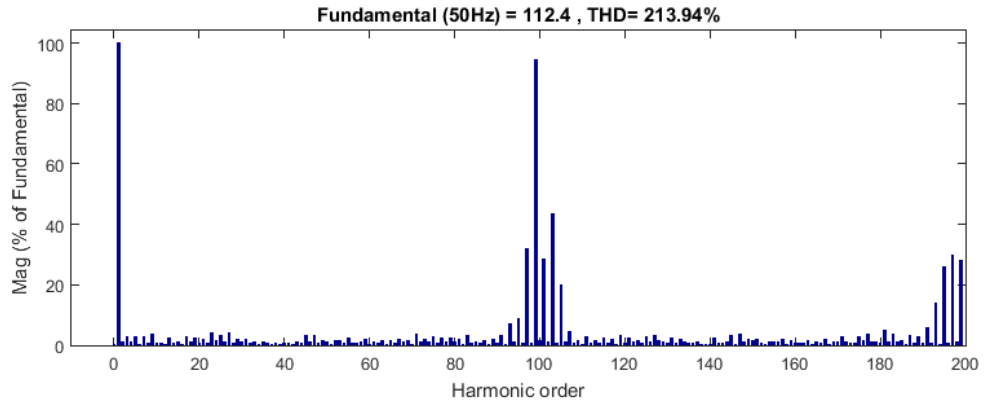
FFT analysis



(b)



FFT analysis



(c)

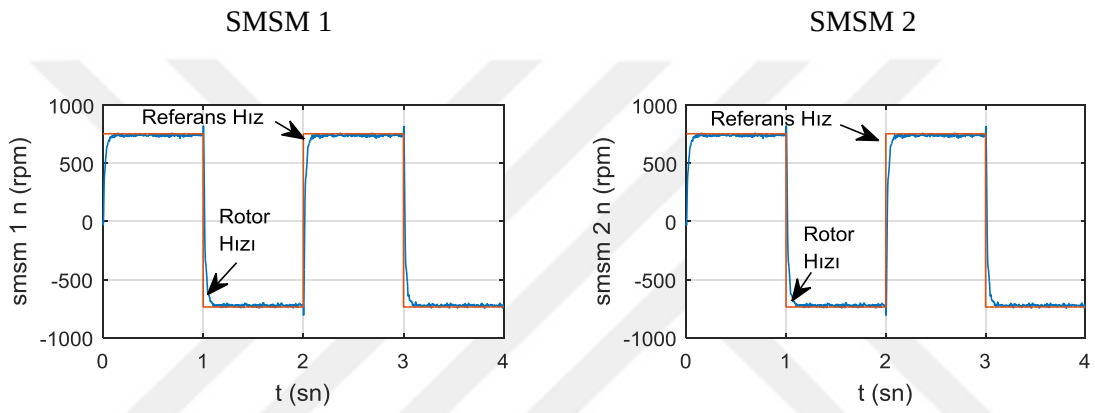
Şekil 6. 18 Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metod ile modellenerek; a) SMSM 1 stator üç faz akımlarını, b) SMSM 2 stator üç faz akımlarının, c) Matris çevirici fazlar arası gerilimin FFT Spektrumu

Şekil 6.18 a,b,c sırasıyla motorların akım ve matris çevirici hat gerilimin harmonik spektrumuna ait grafiklerdir.

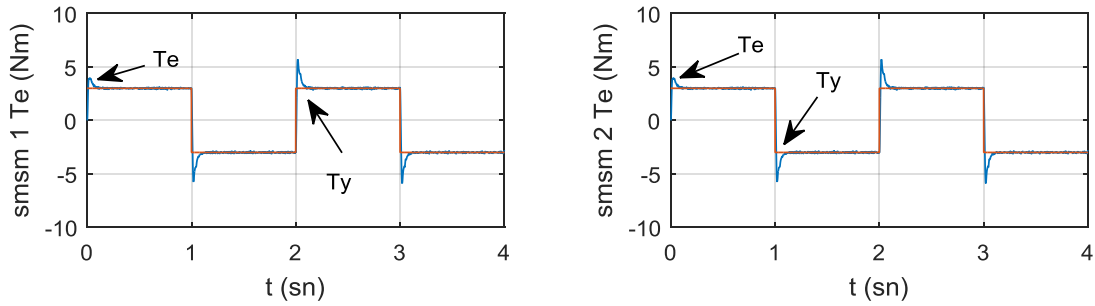
6.3.2 Değişken Hız ve Yük Koşullarında Çalışma

Hız neural fuzzy ile kontrol edilirken motorlar nominal yüklerinde çalıştırılırken referans hız değiştirilmiştir. 4 sn'lik çalışma periyodunda 1'er saniye sürelerle motorlar ileri ve geri yönde çalışmaktadırlar.

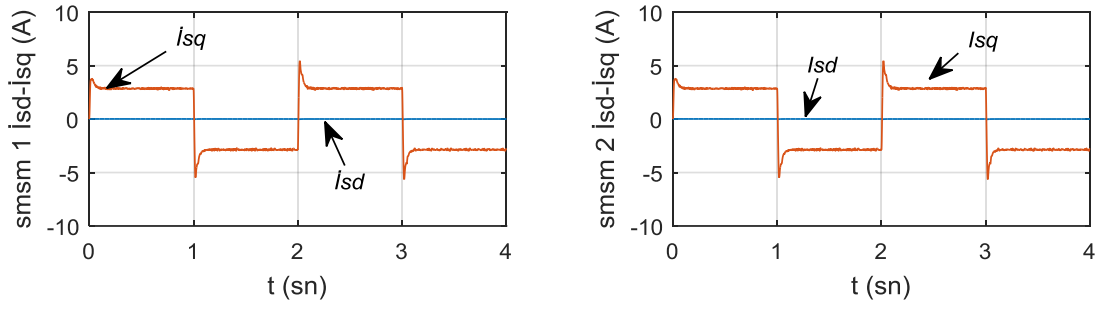
6.3.2.1 Eş yük koşullarında; $T_1=T_2= 3 \text{ Nm}$



(a)



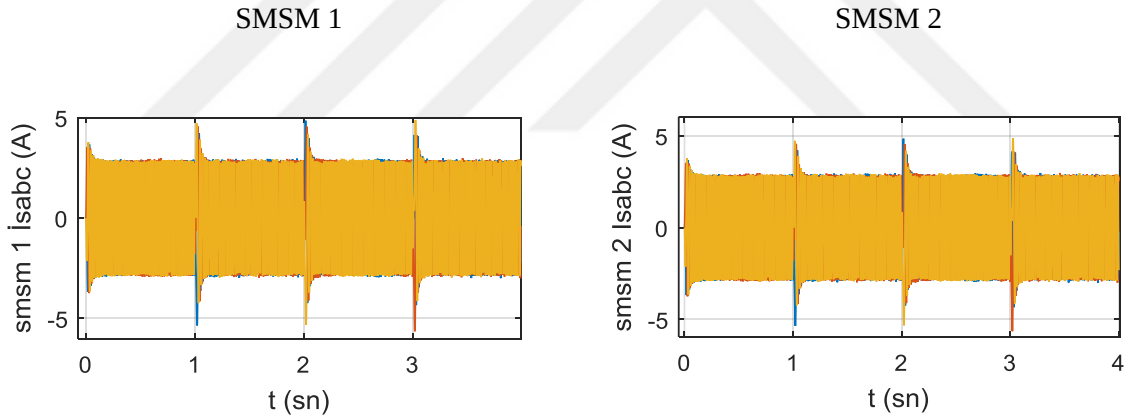
(b)



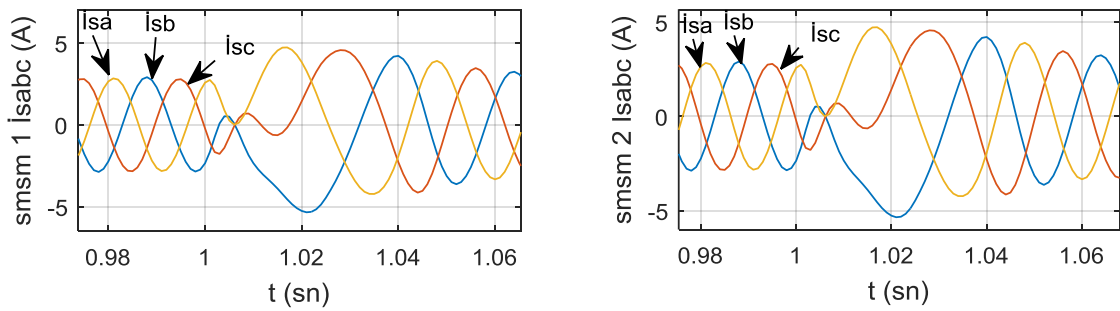
(c)

Şekil 6. 19 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2;Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metod ile eş yükte modellenenerek; a) Hız, b) Moment, c) i_{sd} ve i_{sq} akımları

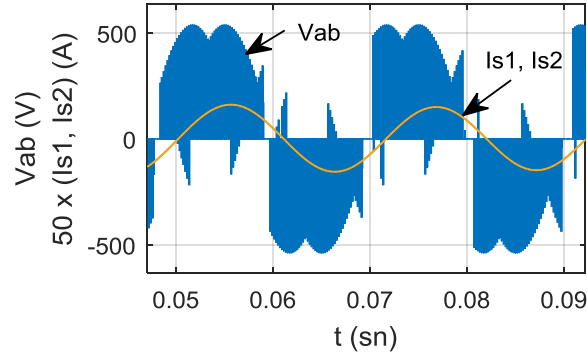
Motor hızı referans hızı kısa sürede yakalamaktadırlar. Her iki motor nominal yük momentinde hız değişimine uygun bir şekilde yüklenmektedirler aynı zamanda her iki motorda i_{sd} akımı sıfır iken i_{sq} akım değeri hız referansı ve motorların yükleriyle orantılı akımlar çekmektedirler. Bu durum şekil 6.19’da gösterilmektedir.



(a)



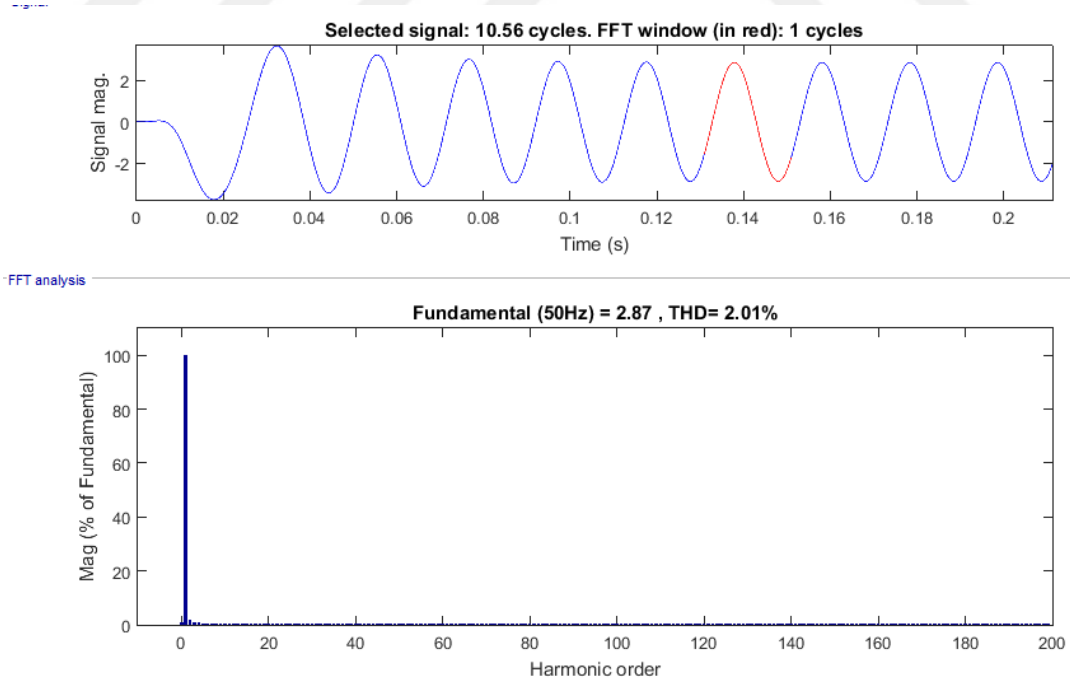
(b)



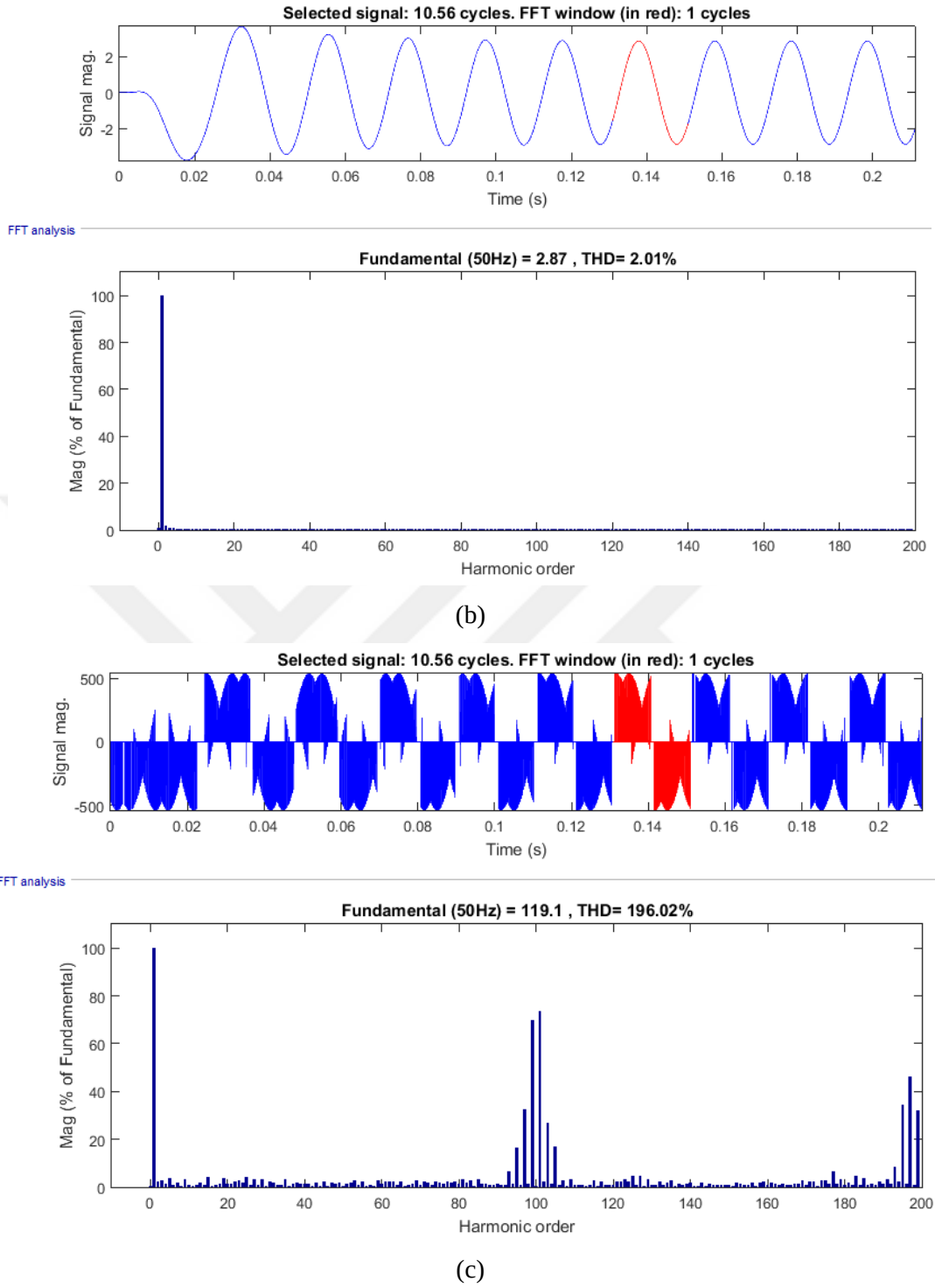
(c)

Şekil 6. 20 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenerek, a) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi

Şekil 6.20, motorlara ait akım ve matris çevirici hat gerilim grafiklerini göstermektedir. Şekil 6.20’de sol sütun SMSM 1 ve sağ sütun SMSM 2’nin stator akımlarına ait grafiklerdir. Şekil 6.20 (c) ise matris çevirici çıkış fazlar arası gerilim grafiği ile motorlara ait akım dalga şekillerini göstermektedir.



(a)

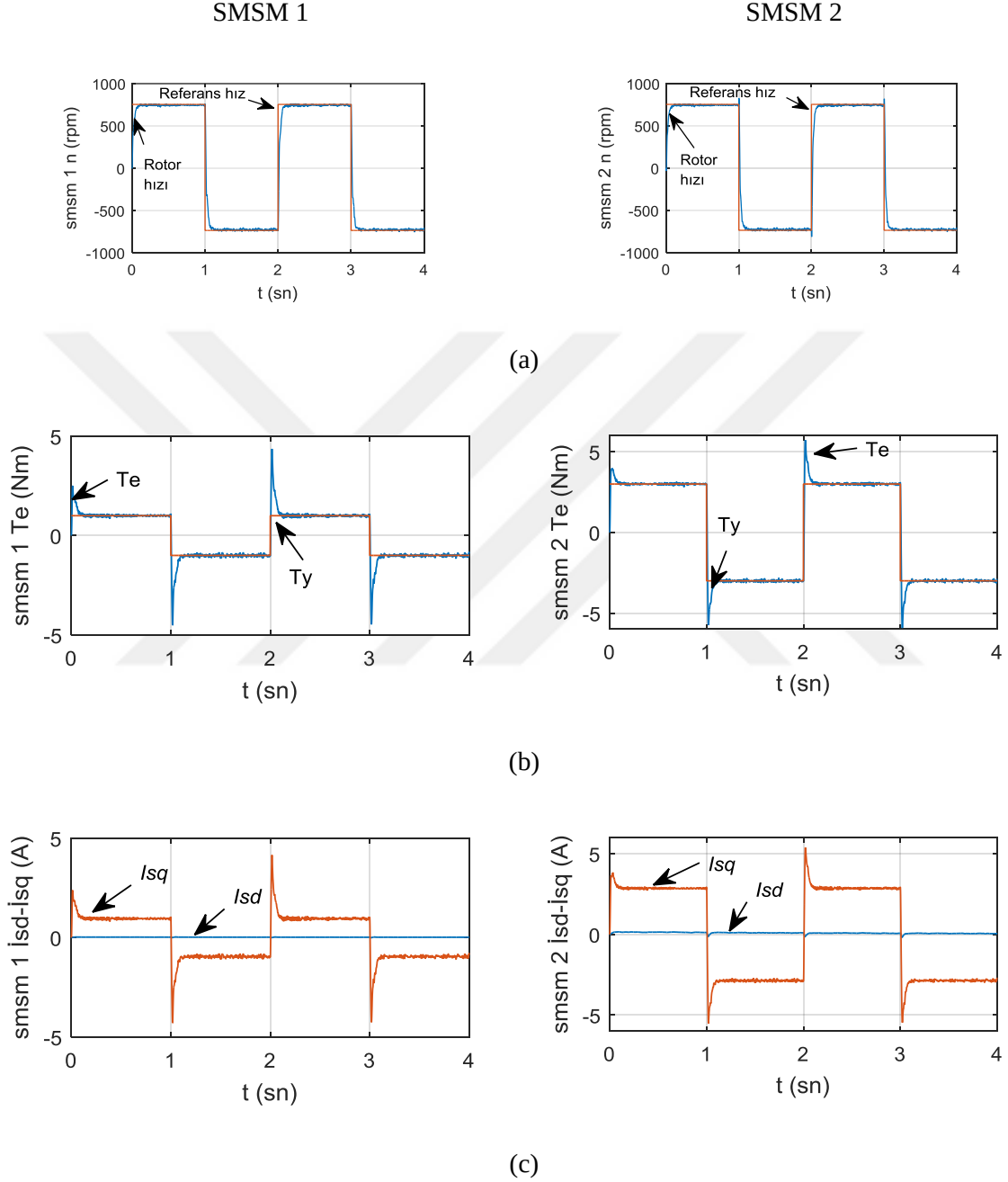


Şekil 6. 21 Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile modellenerek; a) SMSM 1 stator üç faz akımlarının, b) SMSM 2 stator üç faz akımlarının, c) Matris çevirici fazlar arası gerilimin FFt Spektrumu

Şekil 6.21 a,b motorlara ait akım bilgisinin harmonik spektrumunu göstermektedir. Motorlar özdeş olduklarından ve nominal yük momenti ile yüklendiklerinden aynı harmonik içeriğine sahiptirler. Şekil 6.21 (c) matris çevirici çıkış hat geriliminin harmonik spektrumunu göstermektedir.

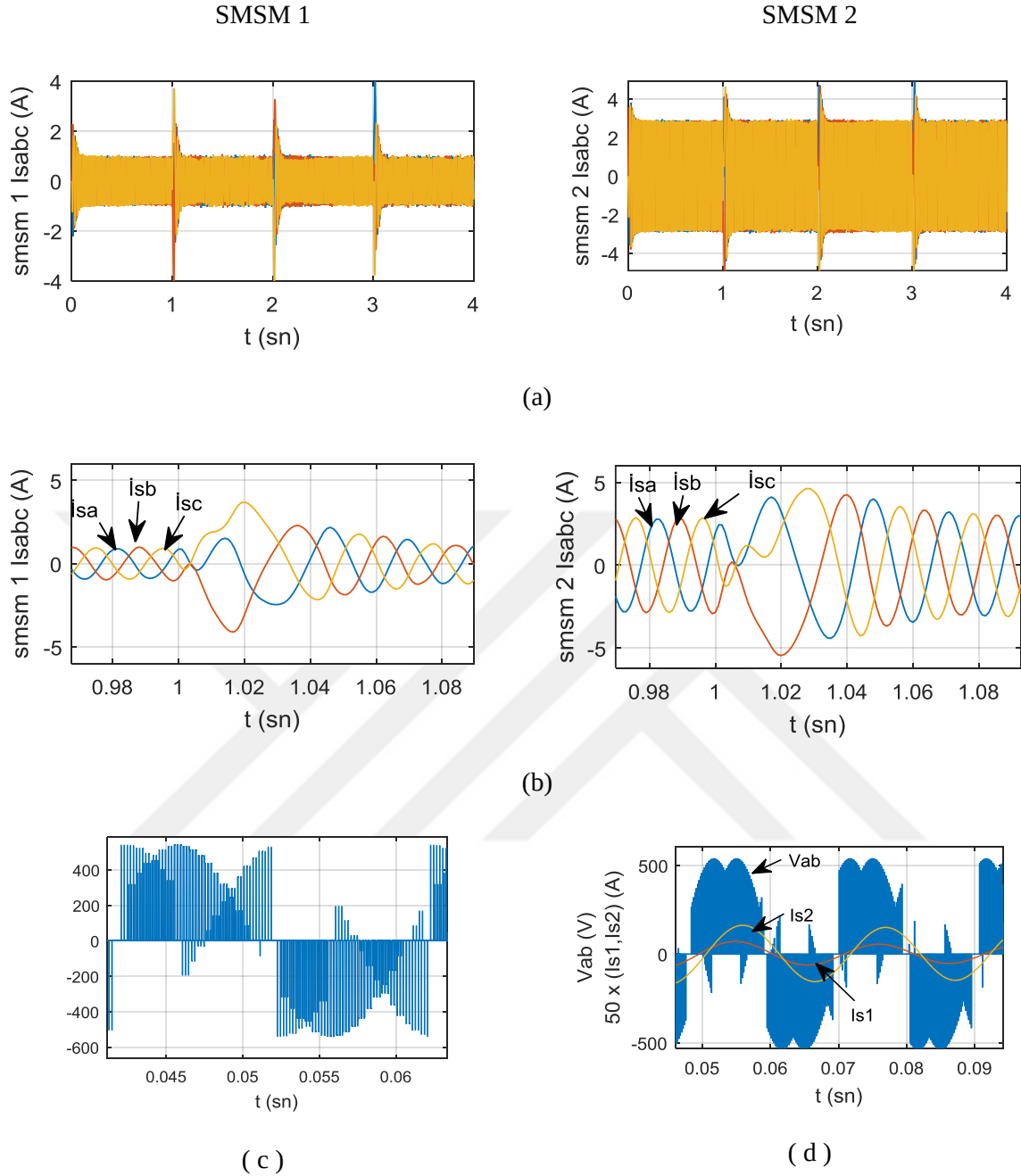
6.3.2.2 Farklı yük koşullarında; $T_1 = 1 \text{ Nm}$, $T_2 = 3 \text{ Nm}$

Değişken referans hızlarda SMSM 1 yük momenti 1 Nm iken SMSM 2 nominal yük momentiyile çalıştırılmaktadır.



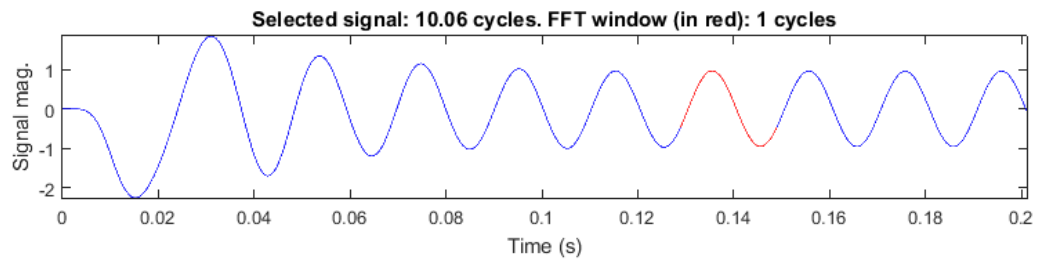
Şekil 6. 22 Sol Sütun SMSM 1 Sağ Sütun SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metod ile eş yükte modellenerek; a) Hız, b) Moment, c) i_{sd} ve i_{sq} Akımları

Şekil 6.22 (a), (b), (c) SMSM 1 ve SMSM 2' ye ait hız, moment, d - q akımlarına ait grafikleri göstermektedir. Motorlar referans hızı kısa sürede yakalamış ve yük değerlerine göre akım çekmiştir.

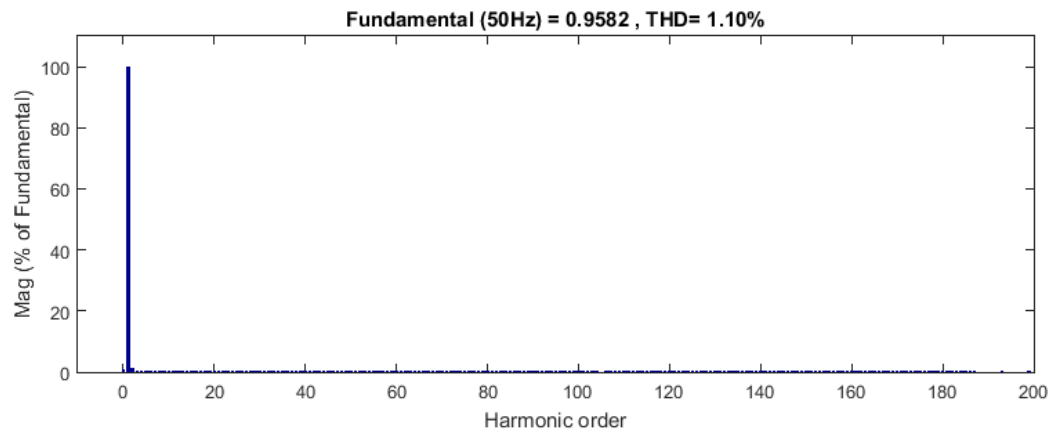


Şekil 6. 23 Sol Sütün SMSM 1, Sağ Sütün SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenenerek, a) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi

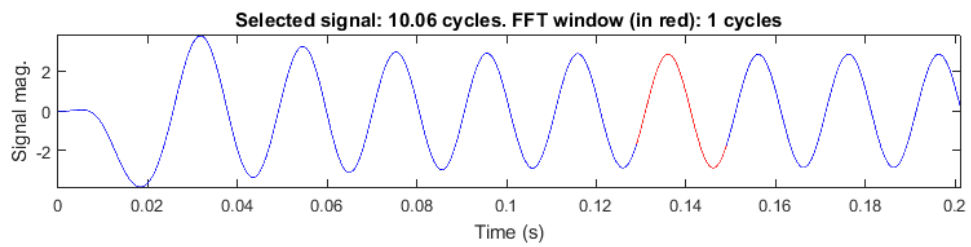
Şekil 6.23'te paralel bağlı motorların stator akımları ve matris çevirici hat geriliminin sonuçları verilmiştir.



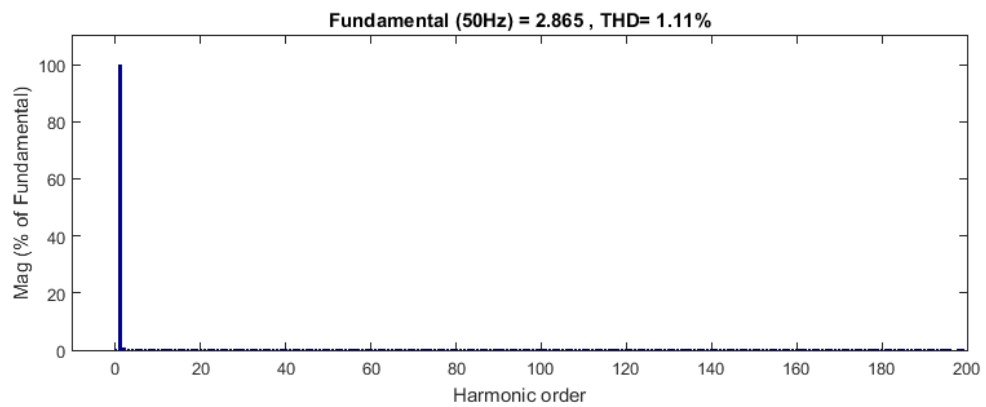
FFT analysis



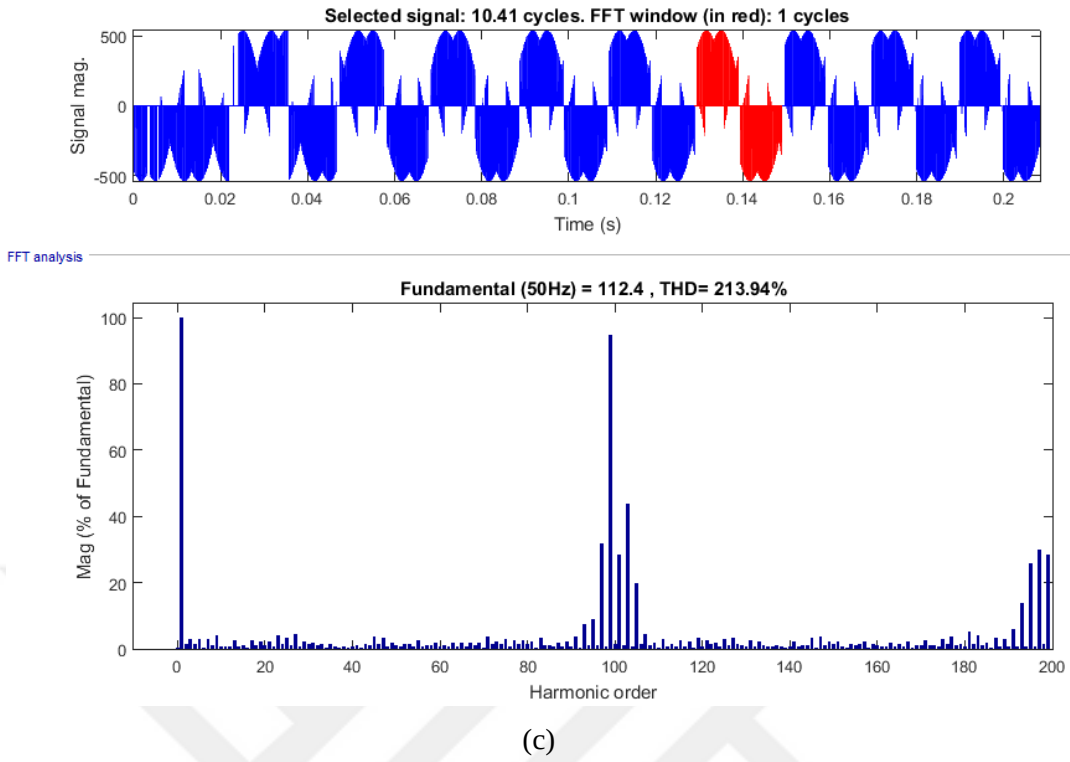
(a)



FFT analysis



(b)



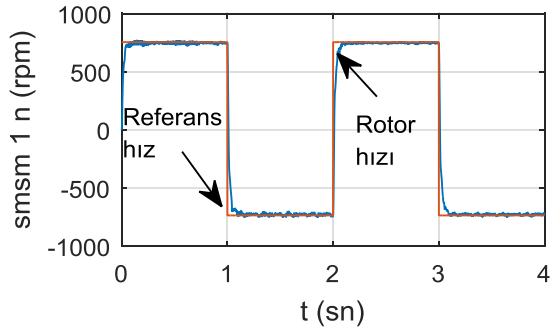
Şekil 6. 24 Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile modellenerek; a) SMSM 1 stator üç faz akımlarının, b) SMSM 2 stator üç faz akımlarının, c) Matris çevirici fazlar arası gerilimin Fft Spektrumu

Motorların çalışma koşulları bir önceki bölümde PI denetleyiciler ile yapılan vektör denetimi ile aynıdır. Dolayısıyla her bir motorun akım ve gerilimlerine ait harmonik analiz grafiklerinin değişimin de aynı olduğu şekil 6.24 (a), (b), (c)'de görülmektedir.

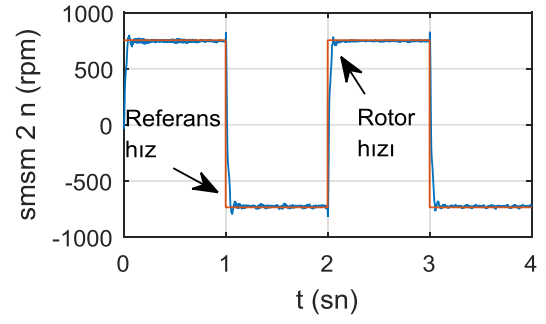
6.3.2.3 SMSM 1 Boşta Çalışıp SMSM 2 Nominal Yük Momentinde Çalışırken

Özdeş motorlardan birincisi boşta çalışırken diğer motor 3 Nm'lik nominal motor yük momentinde çalışmaktadır. Şekil 6.26'da her iki motora ait hız, moment, akım grafikleri ve matris çevirici fazlar arası gerilim ile motor akımları grafiği gösterilmiştir. Birinci motor boşta çalışırken değişen hız grafiğini takip etmekte, akım moment grafikleri incelendiğinde motor boşta çalıştığı görülmektedir. Birinci motor boşta çalışırken bu motora matris çevirici üzerinden paralel bağlı olan ikinci motor nominal yükü olan 3 Nm'lik motor yük momentinde çalışmaktadır. İkinci motor değişen referans hız değerine kısa sürede ulaşmıştır. Motor akım ve moment grafikleri incelendiğinde motor yükü oranında akım ve moment değerine hız değişimine bağlı olarak ulaştığı görülmektedir. Motorlara ait i_{sd} akım değeri sıfırda tutulmuş i_{sq} akım değeri ise motorların çalışma koşulları ile orantılı değerler almıştır.

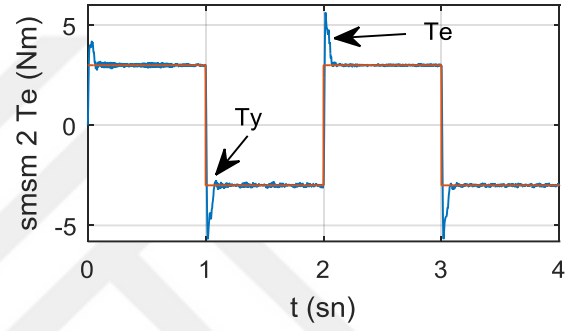
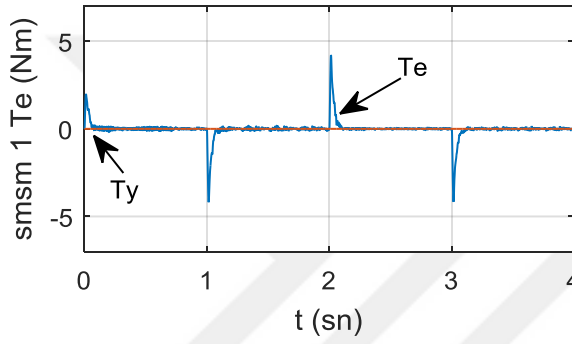
SMSM 1



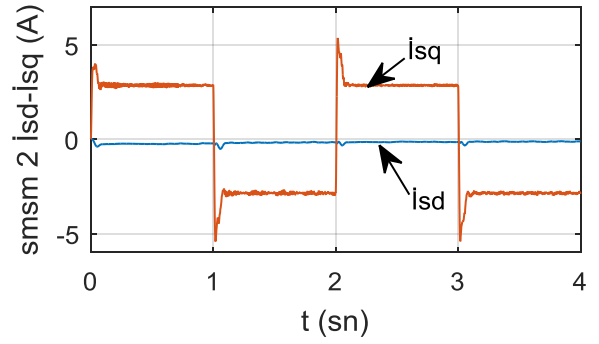
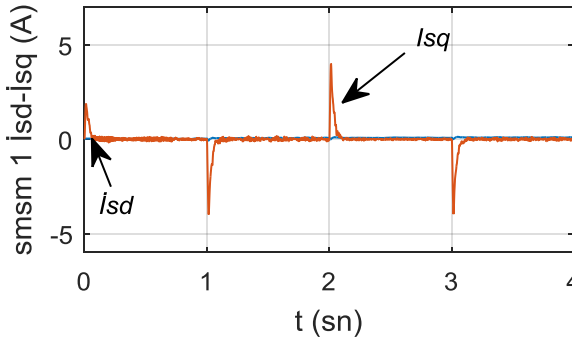
SMSM 2



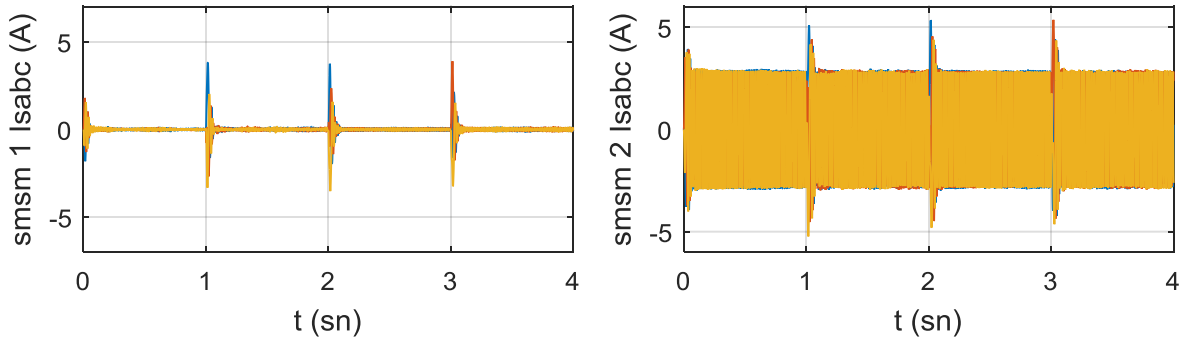
(a)



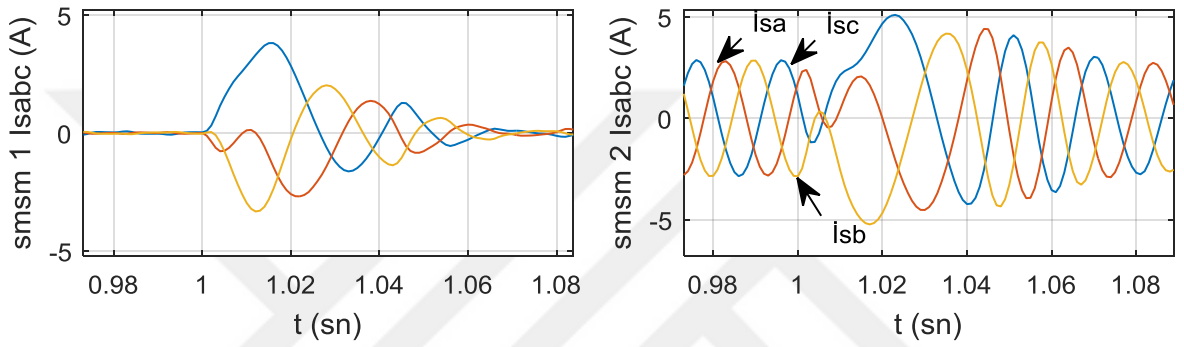
(b)



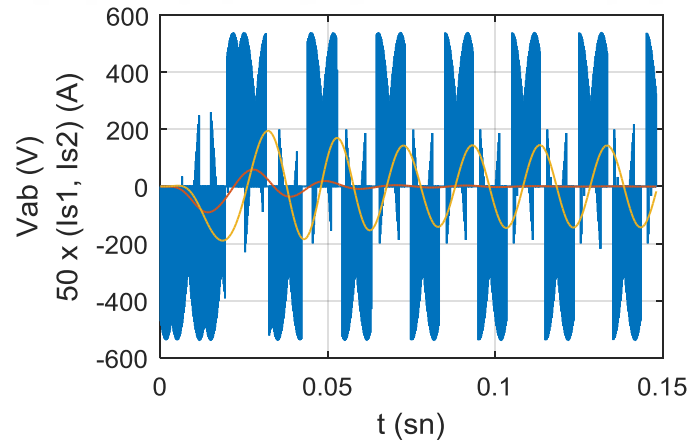
(c)



(d)



(e)

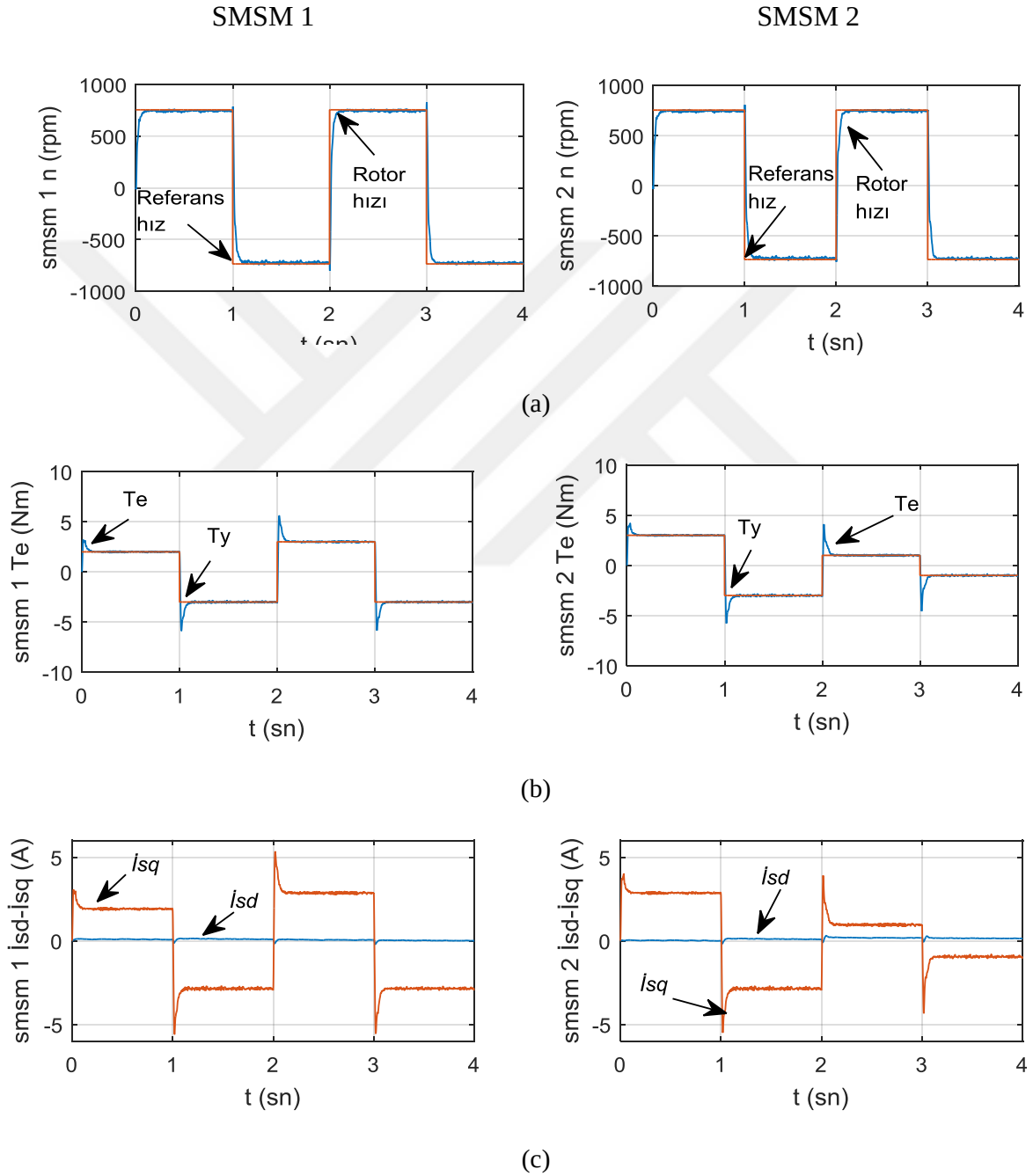


(f)

Şekil 6. 25 Sol Sütün SMSM 1 Sağ Sütün SMSM 2;Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ortalama metot ile eş yükte modellenenerek; a) Hız, b) Moment, c) i_{sd} ve i_{sq} akımları, d) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, e) Hız değişiminde stator üç faz akımları, f) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi

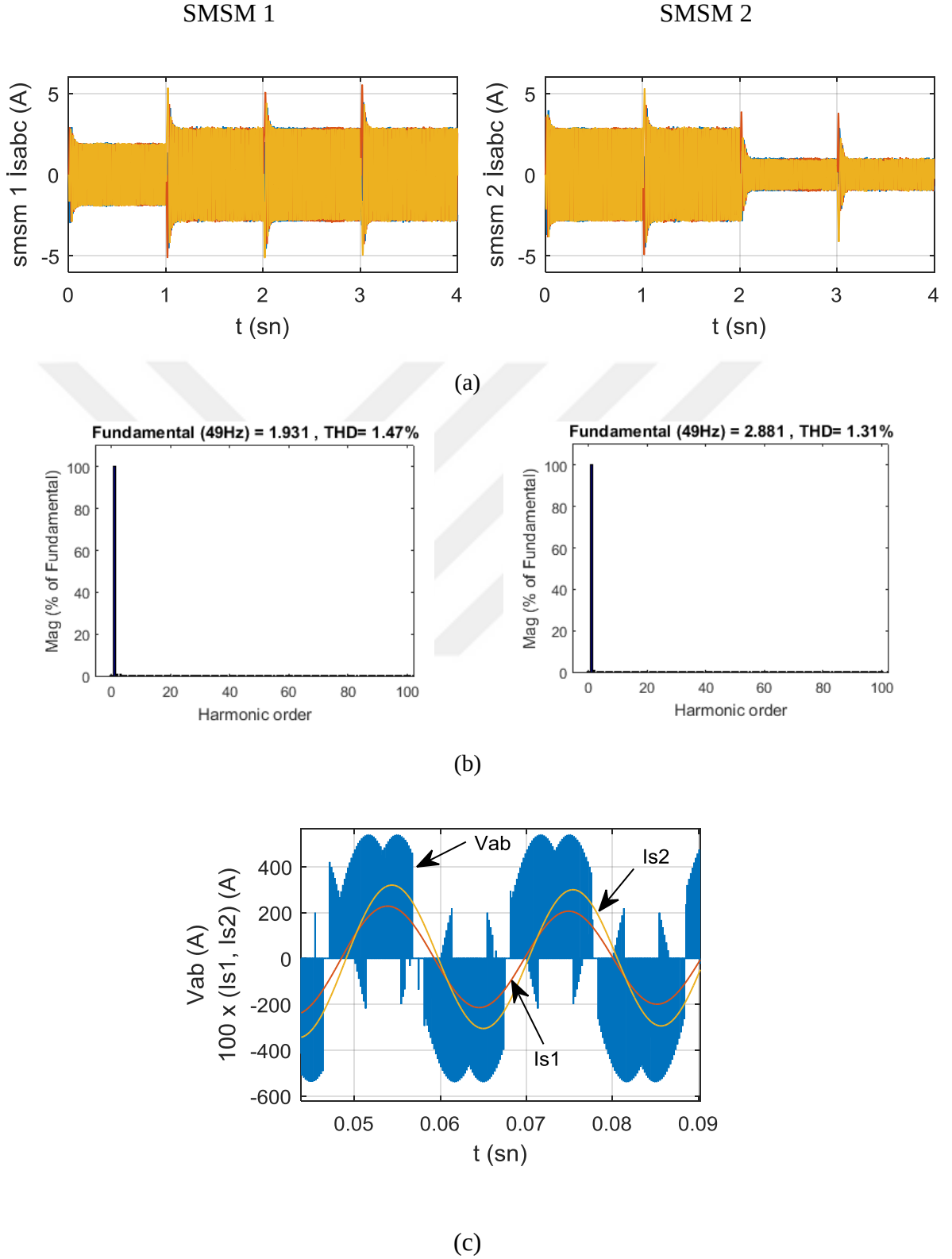
6.3.2.4 Paralel Bağlı Her bir Motorun Çalışma Peryodu Süresinde Yük Değişimi

Paralel bağlı olan motorlardan birincisi, 1 sn süresinde 2 Nm'lik yükte çalışırken 2. sn motor nominal yük momenti olan 3 Nm'ye artırılmıştır. İkinci motor ise, 2 sn boyunca motorun nominal momenti olan 3 Nm motor yükünde çalıştırılırken 1Nm yük değerinde nominal yükü azaltılmıştır.



Şekil 6. 26 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2 Motor; a) Hızı, b) Momenti, c) i_{sd} ve i_{sq} Akımları,

Şekil 6.27 (a), (b), (c)'de motorların, sırasıyla hız, i_{sd} ve i_{sq} akımları ve moment grafiği görülmektedir.



Şekil 6. 27 Sol sütun SMSM 1, Sağ sütun SMSM 2 a) Stator üç faz akımları, b) Stator akımlarının harmonik spektrumu, c) Matris çevirici hat gerilimi ve motor stator üç faz akımları

Şekil 6.28 'de ikinci çalışma durumuna ait paralel bağlı motorların stator akımları, bu akımların harmonik analizleri ve paralel bağlı motorların stator akımları ile birlikte matris çevirici hat gerilim grafikleri görülmektedir.

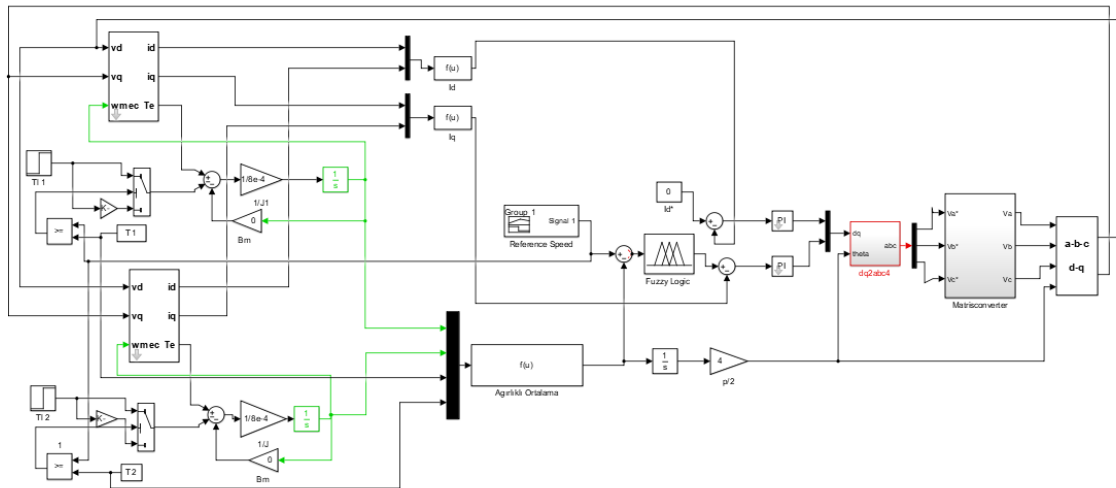
6.4 Ağırlıklı Ortalama Hız Metodu ve Neural Fuzzy Denetleyici İle Matematiksel Modeli

Çalışmanın bu bölümünde paralel bağlı motorların kontrolü için ağırlıklı ortalama hız modeli kullanılmıştır. Bu modelde, her bir makinanın yüklenme oranına bağlı olarak ortalama bir hız elde edilmiş ve bu hız referans hız ile karşılaştırılmıştır. Denklem 6.3'de ağırlıklı ortalama hızı hesaplamada kullanılacak denklem verilmiştir. Motorların konum bilgisi ağırlıklı ortalama hız bilgisinin türevi alınarak elde edilmiştir. Her bir makinanın konum bilgisi, denklem 6.4 ve 6.5'de verilmiştir.

$$\omega_{ort} = \frac{T_1 * n_1 + T_2 * n_2}{T_1 + T_2} \quad (6.3)$$

$$\theta_1 = \frac{d\omega_1}{d_t} \quad (6.4)$$

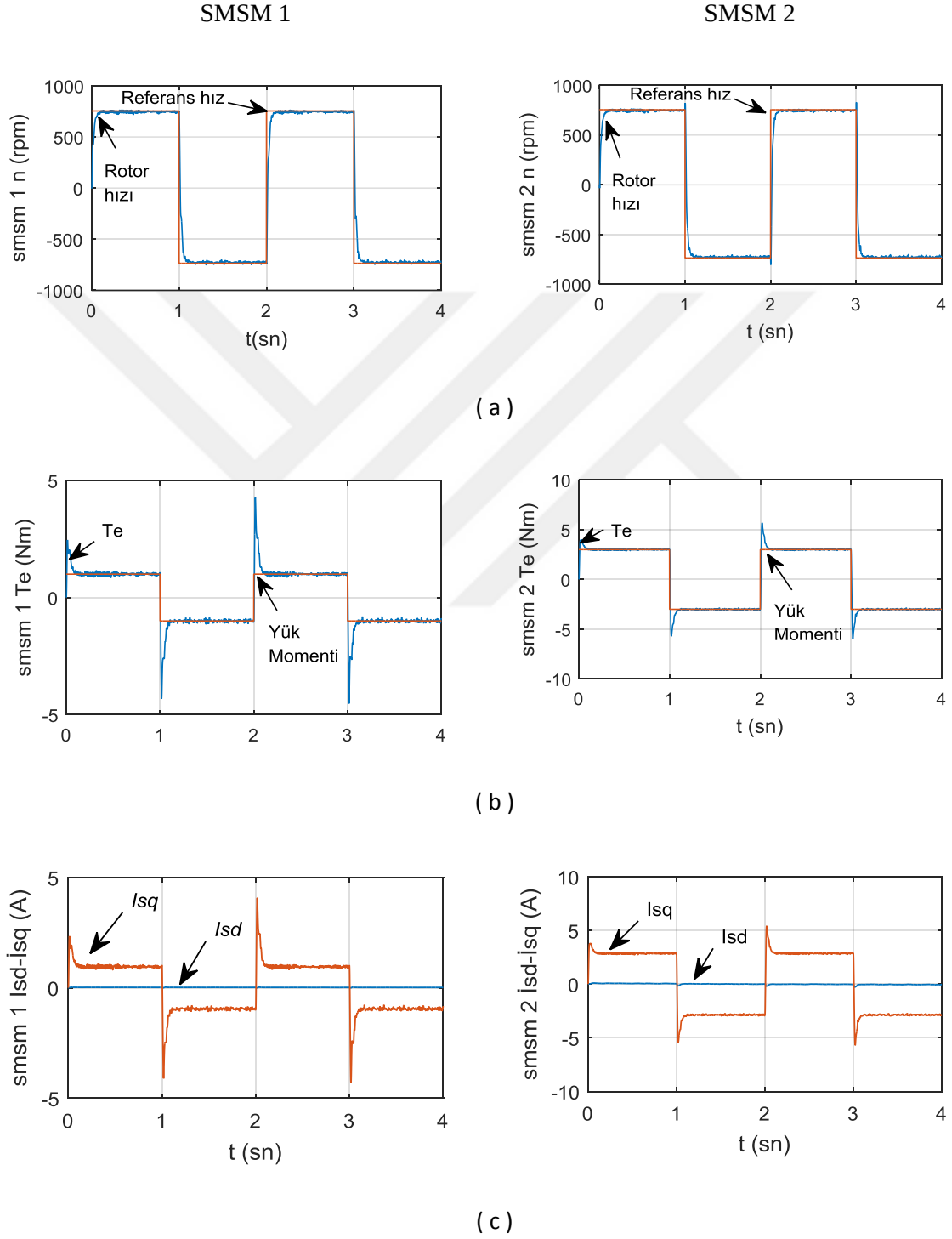
$$\theta_2 = \frac{d\omega_2}{d_t} \quad (6.5)$$



Şekil 6. 28 Ağırlıklı Ortalama Yönteminin Matlab/Simulink Blok Diyagramı

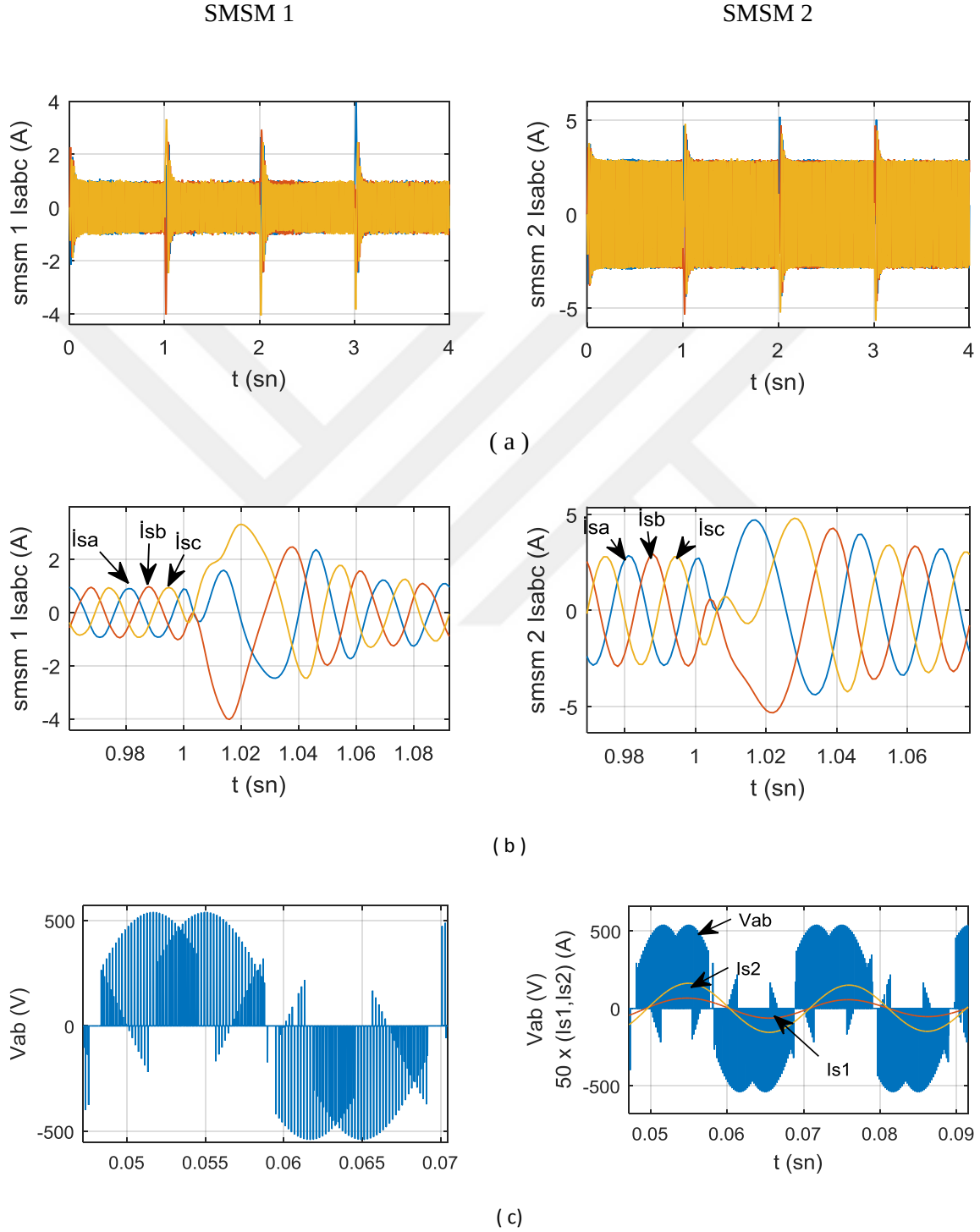
6.4.1 Farklı yük koşullarında; $T_1 = 1 \text{ Nm}$, $T_2 = 3 \text{ Nm}$

Paralel bağlı motorların biri 1 Nm yük ile yüklenirken diğersini 3 Nm'lik nominal yükünde yüklenmiştir. Değişen referans hız bilgisi 4 sn süre içinde 1 sn aralıklar ile değişim göstermiştir.



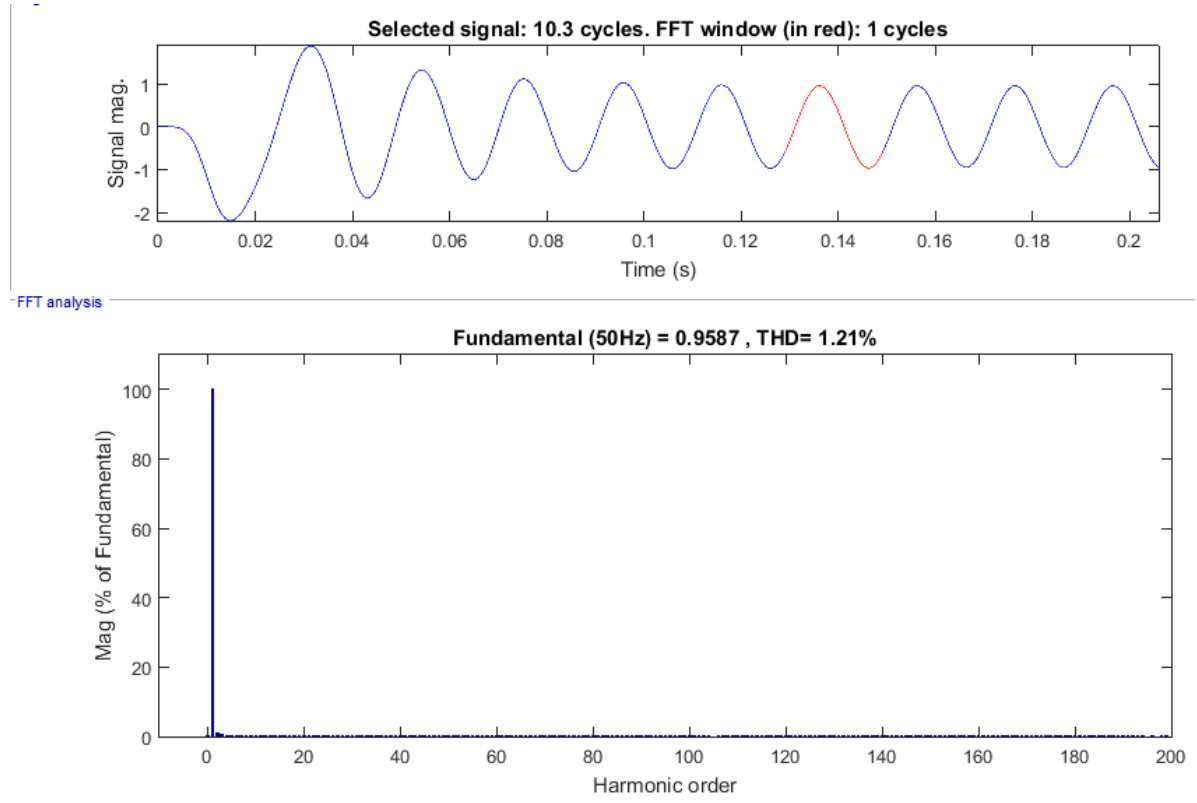
Şekil 6. 29 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2 Motor; a) Hızı, b) Momenti, c) i_{sd} ve i_{sq} Akımları

Şekil 6.29’da benzetim çalışma koşullarında paralel bağlı motorlara ait hız, moment, alan ve armatür akımları verilmiştir. Motorlar kısa sürede referans hızı ulaşmakta ve her bir motor yükü oranında yüklendiği ve d - q akımları çektiği görülmektedir.

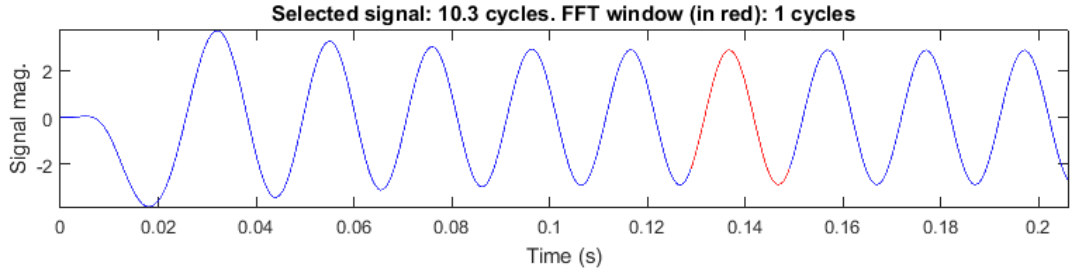


Şekil 6. 30 Sol Sütun SMSM 1, Sağ Sütun SMSM 2; Paralel bağlı motorların neural fuzzy ve ağırlıklı ortalama metot ile eş yükte modellenerek, a) Çalışma süresince motor stator üç faz akımları, b) Hız değişiminde stator üç faz akımları, c) Matris çevirici hat gerilimi, d) SMSM1, SMSM2 stator üç faz akımları ve matris çevirici hat gerilimi

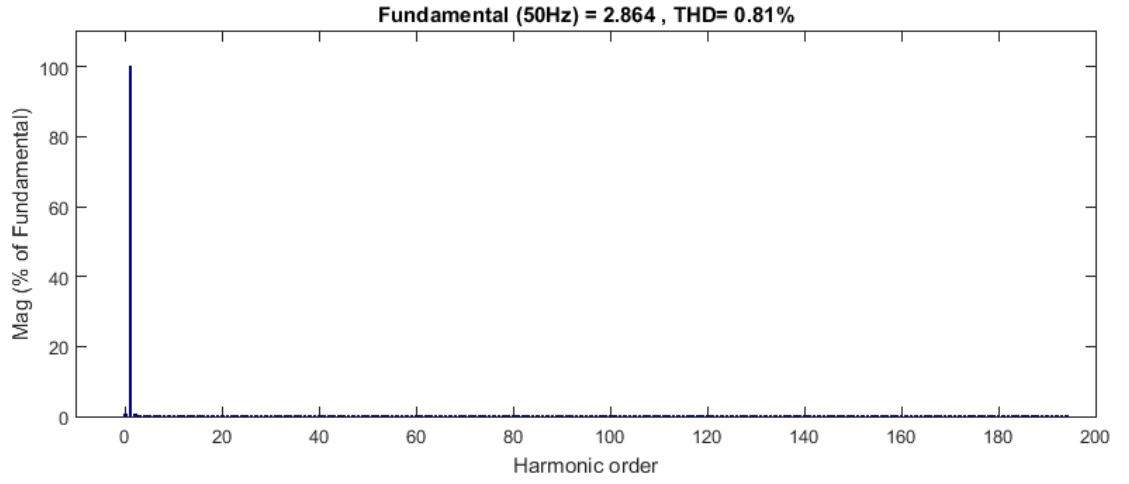
Motorlar, yüklenme oranına çektikleri akım bilgileri şekil 6.30 a’da gösterilirken şekil 6.30 b’de hızın değişimin olduğu yerde akımın zamana bağlı değişimi gösterilmiştir. Matris çevirici hat gerilimi ve motor akımları ile değişimi şekil 6.30 c’de gösterilmiştir.



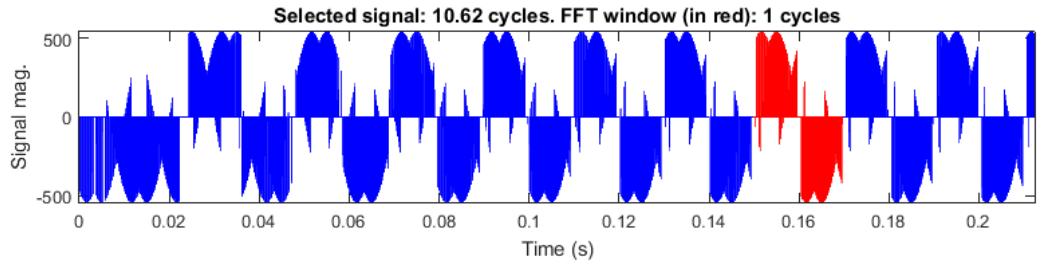
a)



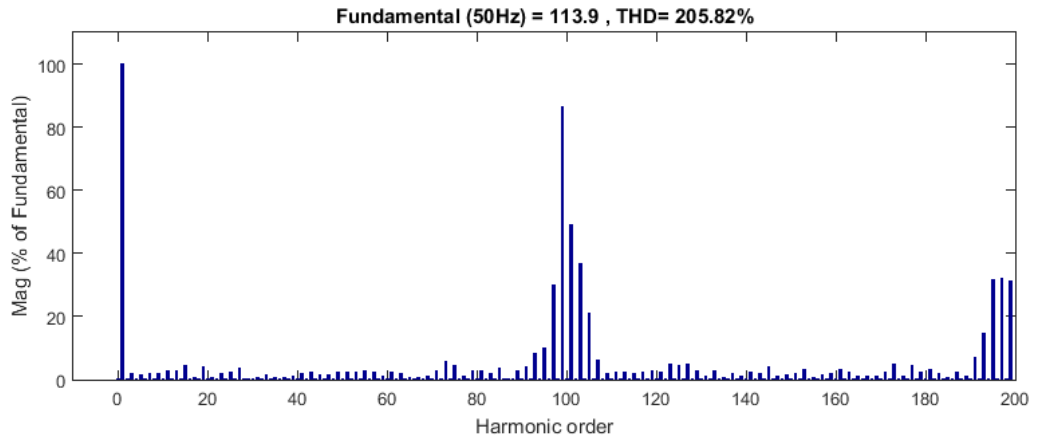
FFT analysis



b)



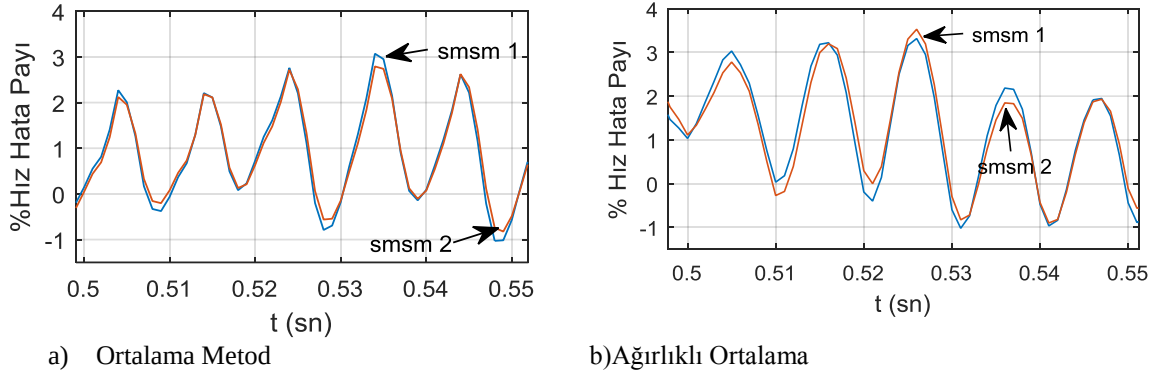
FFT analysis



c)

Şekil 6. 31 Ağırlıklı ortalama hız metodu ile eş yüklerde, a) SMSM 1 $\dot{I}_{sabc}$, b) SMSM 2 $\dot{I}_{sabc}$, c) V_{ab} değerlerinin FFT spektrumu

Şekil 6.31’de sırasıyla motor akımları ve matris çevirici hat gerilimlerinin harmonik analizce vermiştir.



Şekil 6. 32 Neural Fuzzy ile Ortalama Hız ve Ağırlıklı Ortalama Metodu ile Hız Hata Payı

Bölüm 6’da paralel bağlı motorlar hem ortalama hız metodu hem de ağırlıklı ortalama hız metodu ile matris çeviriciden beslenmiştir. Şekil 6.32’ de her iki kontrol metodu ile hız bilgisinin hata payı aynı koşullar için gösterilmiştir. Ortalama metod ile hız hata payı değişimi daha keskin çizgiler ile belirlenirken ağırlıklı ortalama metod ile hız hata payı değişiminin daha az olduğu gözlemlenmiştir.

6.5 Sonuç

Bu bölümde tek bir çeviriciden beslenen paralel bağlı iki SSM’nin vektör kontrolü yapılmıştır. Klasik denetim sistemlerinden olan PI denetleyici ve akıllı denetim sistemlerinden biri olan neural fuzzy ile denetim gerçekleştirilmiştir. Her iki denetim yönteminde sonuçlar birbirine yakındır, neural fuzzy denetim de kontrol edilen hız bilgisi yük ve referans hız bilgisinin değişim değerlerini doğrudan modelden alır. Dolayısıyla klasik denetim yöntemlerinden daha fazla sistemin davranışıyla uyumlu vektör kontrol sağlar. Paralel bağlı motorlar aynı çevirici ile beslendikleri halde farklı çalışma koşulları ile orantılı motor akımları çekmektedirler.

7. SONUÇLAR

Elektrikli demiryolları, çelik işleme fabrikaları, uçak kanat motor sistemleri gibi endüstriyel uygulamalarda çekiş gücü yüksek, regenaratif fren (faydalı frenleme) kontrolü yapan birden fazla motor kullanılmaktadır. Kısa bir süre öncesine kadar her motorun sürülebilmesi için bir sürücü kullanmak gerekmekteydi. Bu durum maliyeti artırırken güç anahtarlarının sayısının artması ile kayıpların ve hacmin artmasına neden olmaktadır. Teknolojinin gelişmesi ile paralel bağlı birden fazla motorun çalıştırılması için tek bir sürücü kullanılması ile ilgili çalışmalar yapılmaya başlanmıştır. Bu doğrultuda, tek bir sürücü vasıtasıyla paralel bağlı motorların sürülmesi daha kompakt, hafif, maliyet açısından performansı yüksek sistemler haline gelmesi için çalışmalar yapılmaktadır.

Girişinde kontrolsüz doğrultucular içeren AA sürücülerinin büyük çoğunluğu ticari amaçlıdır. Bu doğrultucular ile şebekeden çekilen akımlar yüksek toplam harmonik bozulmalara sebep olmaktadır. Bu bozulmaların giderilmesi için büyük değerli filtre elemanlarından faydalanılmaktadır. Bu durum boyut açısından dezavantaj oluşturmaktadır. Buna benzer olumsuzlukları ortadan kaldırmak için tezde dönüştürücü olarak matris çevirici seçilmiştir. Matris çeviriciler AA-AA dönüşümü tek bir adımda gerçekleştirebilmektedirler. Çıkışlarında, herhangi bir genlik ve frekansa sahip yük dalga şekillerini üretebilirler. İki yönlü anahtar kullanıldığından dolayı şebekeye enerji geri dönüşümü yapılabilir. Matris çeviriciler şebekeden sinüzoidal giriş akımları çekmekte, geleneksel tekniklerle karşılaştırıldığında, enerji depolamak için büyük kondansatörler ve bobinler kullanılmadığından boyutu küçülmektedir.

Tezde, matris çeviriciden beslenen paralel bağlı SMSM'lerin vektör kontrolü üzerine çalışılmıştır. Klasik denetim yöntemlerinden olan PI kontrolörlerin basit yapıları ve maliyetlerinin uygun olması nedeni ile endüstride çokça tercih edilmişlerdir. Bu çalışmada, kontrolör kullanılarak ilkin PI kullanılmıştır. Klasik denetim sistemleri ile birlikte çalışmada paralel bağlı motorların hız kontrolü için akıllı denetim sistemlerinden elektrik motorların analizinde kullanılan en yaygın yapay zekâ uygulamalarından biri olan Neuro-Fuzzy denetleyici ile de hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Matris çeviriciden beslenen

SMSM'nin vektör kontrolü benzetiminden elde edilen grafikler PI ve Neural fuzzy denetleyici için karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

Çalışmanın ilk aşamasında tek bir çevirici ile bir tane SMSM'nin vektör denetimi her iki kontrol yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Matris çeviriciden beslenen SMSM'nin vektör kontrolü PI ve Neural Fuzzy denetleyicilerle MATLAB ortamında yapılmıştır. Benzetimler farklı çalışma koşulları için oluşturulmuştur. Yapılan benzetimlerde matris çeviriciden elde edilen gerilimler ve bu gerilimlerin harmonik analizleri, SMSM'nin stator üç faz akımları ve harmonik analizleri, yine SMSM'nin i_{sd} ve i_{sq} akımları, ve motor momentinin zamana bağlı değişimi incelenmiştir. PI denetleyici ve neural fuzzy denetleyici ile birbirine çok yakın sonuçlar elde edilmiştir. Sabit ve değişken referans hızlar için benzetimler nominal yüklerde ve değişken yüklerde gerçekleştirilmiştir. PI denetleyicilerle yapılan benzetimde motorun referans hızı yakalaması için PI parametrelerinin ayarlaması gerektiği, neural fuzzy bloğunun ise değişen koşullara daha kolay adapte olduğu söylenebilir. Neural fuzzy denetleyicilerin yapısının basit bir tasarıma sahip olduğu görülmüştür. Benzetimin çalışma şartları değişim gösterdiğinde Neural fuzzy denetleyici PI denetleyiciye göre daha uzun sürede sürekli rejime geçmekte ancak çalışma şartlarının değişiminde daha kararlı bir yapıya sahip olduğu görülmektedir. Matris çeviricili SMSM sürücüsüyle, performansı yüksek bir sistem elde edilmektedir.

Paralel bağlı motor sistemlerinin kontrolü için birçok metod uygulanmıştır. Tez çalışmasında, ortalama hız ve akım metodu ile motorların kontrolü yapılmıştır. İki SMSM paralel bağlanarak tek bir matris çeviriciden beslenmiştir. Tez çalışmasında matematiksel denklemlerden faydalanılarak çeviricinin ve motorların modelleri Matlab/Simulinkte elde edilmiştir. Parametreleri aynı olan özdeş motorlar kullanılmış, sabit hız ve değişken hızlarda, eş yüklerde ve farklı yüklerde motorlar çalıştırılmıştır. Benzetimlerde hem PI hem de neural fuzzy denetleyiciler kullanılmıştır.

Daha önce yapılan çalışmalarda, sürücü sistemi için inverter kullanılmış ve tek bir denetim yöntemi ile motorların kontrolü sağlanmıştır. Bu tez çalışmasında ise çevirici olarak matris çevirici kullanılırken denetim yöntemi olarak hem klasik hem de akıllı denetim sistemlerinden faydalanılmıştır.

Gelecek çalışmalarda bu tezde gerçekleştirilen benzetimin pratik uygulaması yapılabilir. Aynı zamanda özdeş olmayan SMSM'lerin kendi gleri oranında yk paylaşımın kontrolü için denetim yöntemleri geliştirilebilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Bose, B. K., Fellow L.**, 2009. Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective, *IEEE Trans. Ind. Electron*, **56** (2), 581–588.
- [2] **Bose, B. K.**, 2000. Energy, environment, and advances in power electronics, *IEEE Trans. Power Electron*, **15** (4), 688–701.
- [3] **Gyugyi, L., Pelly, B. R.**, 1976. Static power frequency changers: theory, performance and application, *John Wiley Sons*, 442.
- [4] **Aydoğmuş, Ö.**, 2011. Matris Çevirici ile Beslenen Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Sürücü Tasarımı Algılayıcısız Hız Denetimi, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [5] **Sünter, S.**, 1995. A Vector controlled Matrix Converter Induction Motor Drive, The University of Nottingham.
- [6] **Venturini, M.**, 1980. A new sine wave in, sine wave out, conversion technique eliminates reactive elements, *Proc. Powercon 7, San Diego*, E3-1-E3-15.
- [7] **Schauder, C. D.**, 1988. Theory and design of a 30- Hp Matrix Converter, *Proc. IEEE/IAS Annu. Meet*, 934–939.
- [8] **Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., Tani, A.**, 1993. Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms, *Power Electron. Appl., Fifth Eur. Conf.*, **7**, 170–175.
- [9] **Alesina, A., Venturini, M. G. B.**, 1989. Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC–AC Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 101–112.
- [10] **Kim, M. E. Y.**, 2013. Control of Force-Commutated Direct Frequency Changers, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1163–1170.
- [11] **Wiechmann, E. P., Espinoza, J. R., Salazar, L. D., Rodriguez, J. R.**, 1993. A Direct Frequency Converter Controlled by Space Vectors, *Proc. IEEE PESC'93*, 314–320.
- [12] **Beasant, R. R., Beattie, W. C., Refsum, A.**, 1990. An approach to the realization of a high-power Venturini converter, *Proc. IEEE PESC '90*, 291–297.
- [13] **Ziogas, P. D., Kang, Y.G., Stefanovic, V. R.**, 1986. Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1027–1036.
- [14] **Shahidul, M. H. R., Khan, I., Ziogas, Phoivos, D.**, 1987. Forced Commutated Cycloconverters for High-Frequency Link Applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 661–672.

- [15] **Alesina, A. Venturini, M.**, 1981. Solid-state power conversion: A Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis, *IEEE Trans. Circuits Syst.*, 319–330.
- [16] **Roy, G.**, 1989. Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm, *IEEE*, no. 1.
- [17] **Sünter, S., Altun, H.**, 2003. Matrix converter induction motor drive: modeling, simulation and control, *Electr. Eng.*, **86**(1), 25–33.
- [18] **Henry, J.**, 1831. On the application of the principle of the galvanic multiplier to electro-magnetic apparatus, and also to the development of great magnetic power in soft Iron, with a small galvanic element, *Am. J. Sci. Arts*, **19**(4), 400–408.
- [19] **Ishiguro, A., Inagaki, K., Ishida, M., Okuma, S., Uchikawa, V., Eisei-cho, T.**, 1988. A New Method of PWM Control For Forced Commutated Cycloconverters Using Microprocessors, *IEEE*, **1**, 712–721.
- [20] **Huber, L., Borojevic, D.**, 1989. Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverters, *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, 871–876.
- [21] **Lee, M. Y., Wheeler, P., Klumpner, C.**, 2010. Space-vector modulated multilevel matrix converter, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57**(10), 3385–3394.
- [22] **User's Guide N. F.**, 2001. Communications Toolbox For Use with M ATLAB, The Math Works.
- [23] **Jussila, M., Tuusa H.**, 2005. Space-vector modulated indirect matrix converter under distorted supply voltage - Effect on load current, *PESC Rec., IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, **1**, 2396–2402.
- [24] **Society, R.**, 2016. Experimental Researches in Electro-Magnetism and Magneto-Electricity, Royal Society Stable, **123**(1833), 313–321.
- [25] **Davenport, T.**, 1837. Improvement in propelling machinery by magnetism and electro-magnetism, US132A.
- [26] **Ayçiçek, E.**, 2012. Senkron Motor Tasarımı, *Doktora Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [27] **Merill, F. W.**, 1953. Dynamoelectric machine magnetic core member, US264335A.
- [28] **Teker, A.**, 2008. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor'un Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- [29] **Huth, G., Fischer, R.**, 2014. Running up and pulling into step of PM line-start motors with surface-mounted magnets, *Electr. Eng.*, **97**(1), 13–24.
- [30] **Nekoubin, A.**, 2011. Design a line start synchronous motor and analysis effect of the rotor structure on the efficiency, *World Acad. Sci. Eng. Technol.*, **81**(9), 5–9.
- [31] **Lu, Q., Huang, X., Ye, Y., Fang, Y.**, 2012. Experiment and analysis of high power line-start PM motor, *Prz. Elektrotechniczny*, **88**(2), 274–277.

- [32] **Elmas, Ç.**, 2011. Yapay Zeka Uygulamaları, Seçkin Yayıncılık, Ankara .
- [33] **Mamdani, E. H.**, 1974. Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant, *Proc. Inst. Electr. Eng.*, **121**(12), 1585.
- [34] **Takagi, T., Sugeno, M.**, 1985. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, *Syst. Man Cybern. IEEE Trans.*, **15**(1), 116–132.
- [35] **Pehlivan, İ.**, 2001. Bulanık Mantık Kontrolörler ile Klasik PID Kontrolörlerin Karşılaştırılması ve bir Bulanık Kontrolör Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- [36] **Klumpner, C., Nielsen, P., Boldea, I., Blaabjerg, F.**, 2002. A new matrix converter motor (MCM) for industry applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **49**(2), 325–335.
- [37] **Drive, D. S., Del Pizzo, A., Iannuzzi, D., Spina, I.**, 2010. Optimum Torque / Current Control of Dual-PMSM Single- VSI Drive, *Electr. Eng.*, **14**(1), 61–66.
- [38] **Nguyen, N. L., Fadel, M., Llor, A.**, 2013. A new approach to Predictive Torque Control with Dual Parallel PMSM system, *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, 1806–1811.
- [39] **Bidart, D., Pietrzak-David, M., Maussion, P., Fadel, M.**, 2008. Mono inverter dual parallel PMSM - Structure and control strategy, *Proc. - 34th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. IECON*, 268–273.
- [40] **Bidart, D., Pietrzak-David, M., Maussion, P., Fadel, M.**, 2011. Mono inverter multi-parallel permanent magnet synchronous motor: structure and control strategy, *IET Electr. Power Appl.*, **5**(3), 288–294.
- [41] **Lazi, J. M., Ibrahim, Z., Talib, M. H. N., Mustafa, R.**, 2010. Dual motor drives for PMSM using average phase current technique, *IEEE Int. Conf. Power Energy*, 786–790.
- [42] **Asri, A., Ishak, D., Iqbal, S., Kamarol, M.**, 2011. A Speed Sensorless Field Oriented Control of Parallel- Connected Dual PMSM, *IEEE Int. Conf. Control Syst. Comput. Eng.* 567–570.
- [43] **Venturini, M., Alesina, A.**, 1980. Generalised Transformer: a New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor, *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 242–252.
- [44] **Birenen, M. B., Gyugy, L.**, 1974. Method and control apparatus for static VAR generator and compensator, US3999117 A.
- [45] **Wheeler, P. W., Clare, J., Empringham, L.**, 2004. Enhancement of Matrix Converter Output Waveform Quality Using Minimized Commutation Times, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **51**(1), 240–244.
- [46] **Zhang, L., Watthanasarn, C., Shepherd, W.**, 1998. Analysis and comparison of control techniques for AC-AC matrix converters, *Electr. Power Appl. IEE Proc.*, **145**(4), 284–294.

- [47] **Wheeler, P., Zhang, H., Grant, D. A.,** 1994. A theoretical and practical consideration of optimised input filter design for a low loss matrix converter, *Electromagn. Compat. Ninth Int. Conf.*, 138–142.
- [48] **Apap, M., Clare, J. C., Wheeler, P. W., Bradley, K. J.,** 2003. Analysis and comparison of AC-AC matrix converter control strategies, *IEEE 34th Annu. Conf. Power Electron. Spec.*, **3**, 1287–1292.
- [49] **Wheeler, P. W., Clare, J. C., Apap, M., Empringham, L., Bradley, K. J., Pickering, S., Lampard, D.,** 2005. A fully integrated 30 kW motor drive using matrix converter technology, *Proc. EPE '05*, **9**, 9–16.
- [50] **Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L.,** 2002. Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **49**(2), 370–381.
- [51] **Arevalo, S. L., Zanchetta, P., Wheeler, P. W., Trentin, A., Empringham, L.,** 2010. Control and implementation of a matrix-converter-based AC ground power-supply unit for aircraft servicing, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57**(6), 2076–2084.
- [52] **Wheeler, P. W., Rodriguez, J., Clare, J. C., Empringham, L., Weinstein, A.,** 2002. Matrix converters: a technology review, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [53] **Altun, H., Sünter, S.,** 1998. A Method For Calculating Semiconductor Losses in The Matrix Converter, *Electrotech. Conf. MELECON 98., 9th Mediterr.*, 1260–1264.
- [54] **Karpagam, J., Ieee, M., Kumar, A. N., Chinnaiyan, V. K.,** 2010. Comparison of Modulation Techniques for Matrix Converter, *IACSIT Int. J. Eng. Technol.*, **2**(2), 189–195.
- [55] **Lettl, J., Fligl, S.,** 2005. Matrix Converter Control System, *PIERS Online*, **1**(4), 395–398.
- [56] **Matteini, M.,** 1997. Control Techniques for Matrix Conv Adjustable Speed Drives, *PhD Thesis*, **7**, 1998–2001.
- [57] **Wheeler, P., Grant, D.,** 1997. Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter, *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, **144**(1), 53.
- [58] **Ziogas, P. D., Khan, S. I., Rashid, M. H.,** 1986. Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **33**(3), 271–280.
- [59] **Çalışkan, A.,** 2013. İnverter ve Matris Konverterden Beslenen Vektör Kontrollü Senkron Motor Sürücülerde Amortisör Sargıları ve Çıkıklık Etkileri, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [60] **Gündoğdu, A.,** 2005. Matris Konverterden Beslenen Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi, *Yüksek Lisans Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.

- [61] **Goodman, A. S. Honours, M.**, 2007. Direct Energy Converter Controllers for Switched Reluctance Motor Operation, *phD Thesis*, University of Nottingham.
- [62] **Carrillo, A. E. L.**, 2006. Modeling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System, *University of Puerto Rico Mayagüez Campus*.
- [63] **Demirbaş, Ş.**, 2001. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, *Doktora Tezi*, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [64] **Karabacak, M.**, 2012. Sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrusal olmayan ve uyarlamalı geri adımli hız denetimi, *Doktora Tezi*, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- [65] **Otkun, Ö.**, 2015. Çift Yanlı Doğrusal Hareketli Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Tasarımı, Üretimi ve Yapay Sinir Ağ Tabanlı Skaler Hız Denetimi, *Doktora Tezi*, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon.
- [66] **Asker, M. E.**, 2009. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, *Yüksek Lisans Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [67] **Altun, H., Gündoğdu, A.**, 2009. RL Yükünü Besleyen Matris Konverterin Matlab/Simulink ile Benzetimi, *Gazi Üniversitesi Müh. Mim. Fak.Der.*, **24(2)**, 199–207.
- [68] **Sünter, S., Altun, H.**, 2005. Control of a permanent magnet synchronous motor fed by a direct AC-AC converter, *Electr. Eng.*, **87(2)**, 83–92.
- [69] **Zhao, L., Ham, C. H., Han, Q., Wu, T. X., Zheng, L., Sundaram, K. B., Kapat, J., Chow, L.**, 2004. Design of an optimal V/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor, *Ind. Electron. Soc. 2004. IECON 2004. 30th Annu. Conf. IEEE*, **3**, 2260–2263.
- [70] **Blaschke, F.**, 1972. The Principle of Field Otientation as applied to the new {TRANS-VECTOR} -Closed Loop Control Systems for Rotating Field Machines, *Siemens Rev.*, **34**, 162–165.
- [71] **Pillay, P. Freere, P.**, 1989. Literature survey of permanent magnet AC motors and drives, *Conf. Rec. IAS Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc.*, **1**, 74–84.
- [72] **Shing, J., Jang, R.**, 1993. ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System, *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, **23(3)**, 665–685.
- [73] **Gündoğdu, A.**, 2012. Asenkron Motorda Moment Dalgalanmalarının Sinirsel Bulanık Ağlar ile Azaltılması, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [74] **Lin, C.T., George, L. C. S.**, 1996. Neural Fuzzy Systems: A Neuro-Fuzzy Synergism to Intelligent Systems, *Prentice-Hall*, ISBN: 0-13-235169-2.
- [75] **Jang, J.S.R., Sun, C.T., Mizutani, E.**, 1997. Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence. *New Jersey: Ingggris*.

- [76] **Tsoukalas, L. H., Uhrig, R.,** 1996. Fuzzy and neural approaches in engineering, NY, USA: John Wiley&Sons. Inc., 1 st. New York.
- [77] **Çakan, İ.,** 2013. Adaptif Ağ Yapısına Dayalı Bulanık Çıkarım Sisteminin (ANFIS) Ultrasonik Motor Üzerinde Uygulaması, *Yüksek Lisans Tezi*, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- [78] **Ibrahim, A. M.,** 1997. Introduction to Applied Fuzzy Electronics. New Jersey: Prentice Hall.
- [79] **Bonissone, P. P.,** 1997. Fuzzy Logic and Soft Computing: Technology Development and Applications, ResearchGate.
- [80] **Bonissone, P. P.,** 1997. Soft computing: the convergence of emerging reasoning technologies, *Soft Comput.*, **1**(1), 6–18.
- [81] **Snary, P., Bhangu, B., Bingham, C.M., Stone, D.A., Schofiel, N.,** 2005. Matrix converters for sensorless control of PMSMs and other auxiliaries on deep-sea ROVs, *IEE Proceedings-Electric Power Appl.*, **152**(2), 382–392.
- [82] **Faa-Jeng, C., Lin, L,** 2004. A Permanent-Magnet Synchronous Motor Fuzzy Neural Network Controller, *Energy*, **19**(1), 66–72.
- [83] **Kung, Y. S., Tsai, M. H.,** 2007. FPGA-based speed control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control, *IEEE Trans. Power Electron.*, **22**(6), 2476–2486.
- [84] **Aydogmus, O., Sünter, S.,** 2012. Implementation of EKF based sensorless drive system using vector controlled PMSM fed by a matrix converter, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, **43**(1), 736–743.
- [85] **Shikkewal, B., Nandanwar, V.,** 2012. Fuzzy Logic Controller for PMSM, *Int. J. Electr. Electron. Eng.*, **1**(3), 73–78.
- [86] **MathWorks Inc,** 2015. MathWorks Inc MATLAB for Microsoft Windows. MathWorks Inc, Natick, MA.

ÖZGEÇMİŞ

Yurdagül BENTEŞEN YAKUT

Dicle Üniversitesi

Mühendislik Fakültesi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Diyarbakır

bentesen@dicle.edu.tr

- 1977** Diyarbakır’da doğdu
- 1995-1999** Dicle Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliğinden mezun oldu.
- 2000-2003** Dicle Üniversitesi Tıp Fakültesi Otomasyon Merkezinde bilgisayar uzmanı olarak görev yaptı.
- 2003-** Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde Okutman olarak görev yapmaya devam etmektedir.
- 2006-2009** Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde Yüksek Lisans eğitimini tamamladı.

EK-1 Motor Parametreleri

$P_n : 235 \text{ W}$

$V_n : 220 \text{ V}$

$n_s : 750 \text{ d/d}$

$T_n : 3 \text{ Nm}$

$R_s : 2.875 \Omega$

$L_d : 8.5 \text{ mH}$

$L_q : 8.5 \text{ mH}$

$p : 8$

$J : 0.0222 \text{ kg m}^2$

$B : 0 \text{ Nm s/rad}$

Doktoradan Üretilmiş Yayınlar

- **Uluslararası Kongre**

1. **Yayın Adı:** Comparison of PI and Neural Fuzzy Based Closed Loop Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by Matrix Converter
Basım Yeri: 399978-1-4763-7239-8/15/\$31.00 ' 2015 IEEE ACEMP Side Antalya 2-4 Eylül Uluslararası Kongre
2. **Yayın Adı:** SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FED BY MATRIX CONVERTER
Basım Yeri: International Engineering, Science and Education Conference, December 2016
3. **Yayın Adı:** MATRİS ÇEVİRİCİDEN BESLENEN PARALEL BAĞLI İKİ SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN Pİ DENETLEYİCİ İLE HIZ KONTROLÜ
Basım Yeri: 2. Uluslararası Mühendislik Mimarlık Kongresi 12-13 Mayıs Kocaeli 2017

- **Uluslararası Hakemli Dergilerde Basılan Yayınlar**

1. **Yayın Adı:** SIMULATION OF MATRIX CONVERTER-FED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR WITH NEURAL FUZZY CONTROLLER
Basım Yeri: Vol 6, Number 2, 2016 European Journal of Technic (EJT)
 2. **Yayın Adı:** CONTROL METHOD FOR DRIVING TWO PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS CONNECTED IN PARALLEL FED BY A MATRIX CONVERTER
Basım Yeri: International Refereed Journal of Engineering And Sciences 2017
ID:91 K:201 Issn Online: 2148-47-83 Online: 2149-2484
- **Science Citation Index Expanded (Web of Science) and Journal Citation Reports/Science**
 - **Yayın Adı:** A CONTROL METHOD FOR DRIVING DUAL PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS FED BY SINGLE MATRİX CONVERTER
Basım Yeri: Technical Gazette Vol:6 No:4 December 2017 sayısında basıldı ISSN 1330-3651 (Print), ISSN 1848-6339 (Online) <https://doi.org/10.17559/TV-20170623162532>